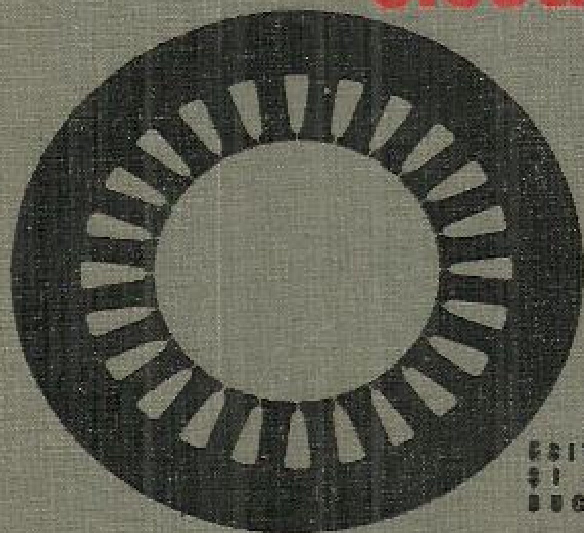
CONSTANTIN V. BĂLĂ

Proiectarea mașinilor electrice



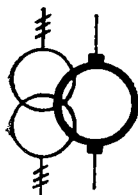
EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI - 1967

MINISTERUL ÎNVĂŢĂMÎNTULUI

CONSTANTIN V. BĂLĂ

Proiectarea maşinilor electrice

ÎNDRUMAR

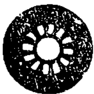


EDITURA DIDACTICĂ ŞI PEDAGOGICĂ
BUCUREŞTI – 1967



Referenţi ştiinţifici:

1. Prof. dr. ing. *AL. FRANSUA*
2. Prof. dr. ing. *T. DORDEA*



PREFAȚĂ

Tratatele de mașini electrice sînt lucrări prea ample pentru a fi utilizate cu ușurință de către studenți în intervalul de timp pe care-l au la dispoziție pentru elaborarea proiectelor de an. Temele proiectelor de an se referă de obicei la mașini de puteri mici și mijlocii cuprinse între 1 kW și 500 kW, avînd tensiunea nominală 60—1 000 V și turația nominală 500—3 000 rot/min; proiectele de an ale transformatoarelor se referă de asemenea la transformatoare de puteri mici și mijlocii de la 100 kVA la 1 600 kVA, la tensiuni nominale cuprinse între 220 V și 35 kV și frecvența f = 50 Hz.

Cartea de față, adresîndu-se studenților, este concepută pentru a fi în primul rînd un îndrumar în proiectarea mașinilor și transformatoarelor electrice la proiectele de an. Problemele și metodele prezentate se pot aplica și în practică, la proiectarea mașinilor și transformatoarelor electrice, avînd caracteristicile menționate; relațiile generale de calcul sînt valabile și pentru micromașini, și respectiv pentru mașini de puteri mari și foarte mari, însă metodele de proiectare aplicate la aceste mașini sînt în general mai complexe, deoarece trebuie să se țină seama de condițiile tehnice și posibilitățile de realizare specifice acestora.

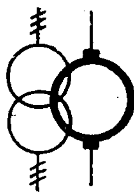
Lucrarea de față prezintă interes și în proiectarea unor mașini ce urmează a fi fabricate în serie, caz în care se folosește metoda proiectării unui singur element al seriei. În sfîrșit, relațiile prezentate pentru proiectarea acestor mașini sînt generale și de bază pentru proiectarea mașinilor funcționînd în condiții speciale sau de puteri limită.

Lucrarea a fost concepută într-o formă prin care se asigură o independență în expunerea metodei de proiectare a fiecărei mașini; în acest scop, părțile generale și comune ale proiectării mașinilor electrice, și anume: calculul circuitului magnetic, cîmpurile de scăpări, pierderile, forțele electromagnetice și forțele electrodinamice de scurtcircuit, ventilația și încălzirea mașinilor — au fost prezentate separat. Problemele specifice fiecărui tip de mașini, cum sînt: alegerea înfășurărilor, comutația și polii de comutație la mașina de curent continuu, reacția indusului la mașina de curent continuu, respectiv la mașina sincronă, curentul la funcționarea în gol al transformatorului și al mașinii asincrone etc. sînt prezentate în capitolele în care se tratează proiectarea mașinii respective.

Valorile numerice ale diferitelor solicitări indicate în lucrare au un caracter ilustrativ și orientativ.

În volumul restrîns avut la dispoziție, nu s-au introdus expresii detaliate pentru calculul volumelor și maselor diferitelor părți ale mașinii; acestea se pot stabili cu ușurință de către studenți. De asemenea, pentru calculul mecanic s-au prezentat numai expresiile de calcul ale forțelor electromagnetice și ale forțelor electrodinamice de scurtcircuit; prin însumarea forțelor electromagnetice, respectiv a celor electrodinamice cu forțele mecanice, se obțin forțele rezultante care stau la baza dimensionării unor elemente (cum sînt axul, piesele și bandajele de consolidare, lagărele etc.), sau la verificarea lor la solicitările mecanice, după relațiile stabilite în cadrul cursurilor anterioare de „materiale electrotehnice", „rezistența materialelor" și „mecanică".

Expresiile de calcul și legile aplicate au fost scrise în sistemul de unități MKSA raționalizat.



CUPRINSUL



1. INTRODUCERE

1.1. OBIECTUL PROIECTĂRII MAŞINILOR ELECTRICE

Datele nominale ale unei maşini electrice, şi anume puterea nominală, tensiunea, turaţia etc. se stabilesc în funcţie de condiţiile de funcţionare şi se determină la proiectarea întregului sistem (de exemplu, la proiectarea unei centrale electrice, a unui laminor, a unui vehicul cu tracţiune electrică, a unei nave, a unei staţii electrice de transformare etc.); pentru majoritatea maşinilor şi transformatoarelor electrice puterea nominală, tensiunea, frecvenţa, numărul de faze etc. sînt standardizate; la maşinile electrice mai este standardizată sau indicată şi turaţia nominală sau turaţia sincronă.

Dimensiunile maşinii, respectiv ale transformatorului, se determină în funcţie de datele nominale, de condiţiile şi regimul nominal de funcţionare (continuu, intermitent sau de scurtă durată, v. STAS 1893—65), de posibilităţile tehnice de execuţie, de tipul de protecţie (definit de STAS 625-63).

Proiectarea unei maşini sau a unui transformator electric cuprinde :

I — dimensionarea tehnică-economică optimă a miezului feromagnetic, a înfăşurărilor, a părţii mecanice şi a elementelor specifice (comutatorul de prize la transformator, inelele şi periile la maşinile sincrone şi asincrone cu inele, colectorul şi periile la maşina de curent continuu cu colector, placa de borne etc.);

II — determinarea parametrilor circuitelor (rezistenţele, reactanţele utile şi de scăpări, constantele de timp);

III — calculul caracteristicilor de funcţionare, şi anume :

a. caracteristica magnetică în gol, curentul de excitaţie la maşinile de curent continuu şi sincrone, respectiv curentul în gol la maşinile asincrone şi la transformatoare;

b. caracteristicile la funcţionarea în gol, în sarcină, caracteristicile externe şi de reglaj la generatoare;

c. caracteristicile mecanice şi de reglaj la motoare;

d. caracteristicile externe la transformatoare;

IV — calculul pierderilor şi curba randamentului în funcţie de puterea utilă;

V — dimensionarea axului, lagărelor, carcasei la maşini şi a cuvei la transformator;

VI — dimensionarea mecanică a pieselor de îmbinare şi fixare ale elementelor circuitului magnetic şi ale înfăşurărilor (bandajele de consolidare a înfăşurărilor, distanţoarele izolante, dispozitivele de strîngere a pachetelor de

tole, buloanele de fixare a polilor maşinilor cu polii ieşiţi şi a tiranţilor de strîngerea jugurilor la transformator ş.a.);

VII — calculul ventilaţiei şi răcirii;

VIII — determinarea solicitărilor termice medii şi maxime ale înfăşurărilor şi miezului feromagnetic.

Deoarece la maşinile de puteri mici şi mijlocii datele nominale şi condiţiile tehnice nu determină în mod univoc soluţia (la maşinile mari intervin condiţii restrictive importante: viteza periferică limitată, momentul de inerţie dat etc., care restrîng numărul de soluţii), se proiectează mai multe variante care au aceleaşi date nominale, dar diferă în general prin geometria lor; apoi, printr-un studiu tehnic-economic şi printr-un calcul al preţului de cost se precizează soluţia optimă realizabilă tehnic, cu preţ de cost minim şi avantajoasă în funcţionare. În cazul transformatoarelor, relaţiile de calcul sînt mai simple şi se poate pune de la început condiţia preţului de cost minim, rezultînd astfel direct soluţia optimă din punct de vedere tehnic-economic.

1.2. DIMENSIUNILE GEOMETRICE ŞI DIMENSIUNILE IDEALE ALE MAŞINILOR ELECTRICE

În proiectarea maşinilor electrice se determină dimensiunile geometrice, care sînt de bază la execuţia maşinii; principalele dimensiuni geometrice sînt: diametrele armăturilor, lungimea axială a miezului feromagnetic, lungimile pachetelor de tole, înălţimea şi lăţimea polului, dimensiunile crestăturilor şi ale bobinelor.

În întrefierul maşinilor electrice, cîmpul magnetic nu este constant, respectiv sinusoidal în spaţiu, de-a lungul pasului polar, deoarece lărgimea întrefierului şi lungimea liniei de cîmp în miezul feromagnetic variază; la maşinile cu cîmp alternativ sau cu cîmp învîrtitor înfăşurările de curent alternativ nu sînt repartizate sinusoidal, solenaţiile prezintă armonici, iar curba cîmpului magnetic în întrefier este deformată. Lărgimea întrefierului variază datorită prezenţei crestăturilor, a canalelor de ventilaţie radiale şi datorită lungimii finite a maşinii. Lungimea liniilor de cîmp variază datorită curburii miezului feromagnetic, sau datorită grosimii finite a acestuia.

De aceea în teoria şi proiectarea maşinilor electrice se definesc dimensiuni ideale, de calcul, ale unor maşini electrice echivalente în care cîmpul magnetic este presupus uniform. Aceste dimensiuni ideale diferă în general de cele geometrice; expresiile lor de calcul sînt însă funcţii de dimensiunile geometrice.

a. Diametrul maşinii se notează cu D şi este diametrul (măsurat de partea întrefierului) indusului generatoarelor sau al armăturii care poartă înfăşurarea conectată la reţeaua de alimentare prin care are loc principalul schimb de putere electrică al maşinii cu exteriorul. La *maşinile de curent continuu*, diametrul maşinii este *diametrul exterior al rotorului* (fig. 1.1, *a*); la *maşinile*

sincrone de construcţie normală (cu inductorul în rotor), diametrul maşinii este *diametrul interior al statorului* (fig. 1.1, *b*); la *maşina asincronă* cu înfăşurarea primară în stator, diametrul maşinii este *diametrul interior al statorului* (fig. 1.1, *c*). La *transformator*, *D* este *diametrul cercului circumscris coloanei* (fig. 1.1, *d*).

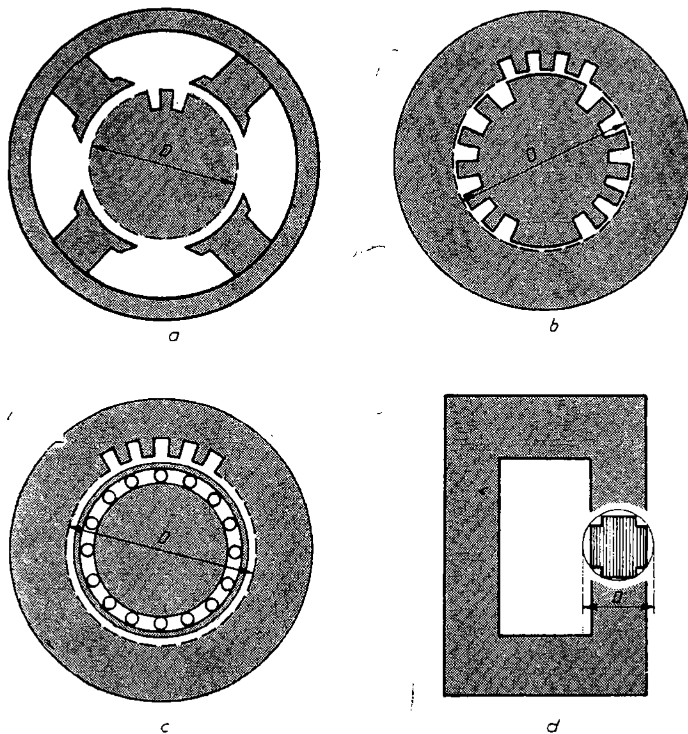


Fig. 1.1. Explicativă pentru diametrul D.

Pasul polar al maşinii este prin definiţie lungimea arcului de cerc de diametru D, corespunzător unui pol şi se determină astfel: $\tau = \frac{\pi D}{2p}$, $2p$ fiind numărul de poli ai maşinii.

b. Lungimea ideală a maşinii se notează cu l_i şi este lungimea axială a miezului feromagnetic al unei maşini echivalente, care ar avea cîmpul magnetic în întrefier constant şi egal cu valoarea maximă a cîmpului din întrefierul maşinii reale $B_{\delta max}$ şi fluxul magnetic util pe unitatea de lungime a arcului polar egal cu fluxul magnetic util din maşina reală:

$$l_i B_{\delta\, max} = \int_{-(a'_m + l_p/2)}^{(l_p/2 + a'_m)} B_{\delta z}\, dz; \tag{1}$$

l_p este lungimea geometrică a unei armături (fig. 1.2), iar a'_m — o distanță de calcul măsurată de la armătură considerată și de-a lungul căreia cîmpul magnetic $B_{\delta z}$, în zona frontală, este diferit de zero.

Cîmpul magnetic $B_{\delta z}$ variază în întrefier de-a lungul mașinii, datorită efectului marginal și datorită prezenței canalelor radiale de răcire.

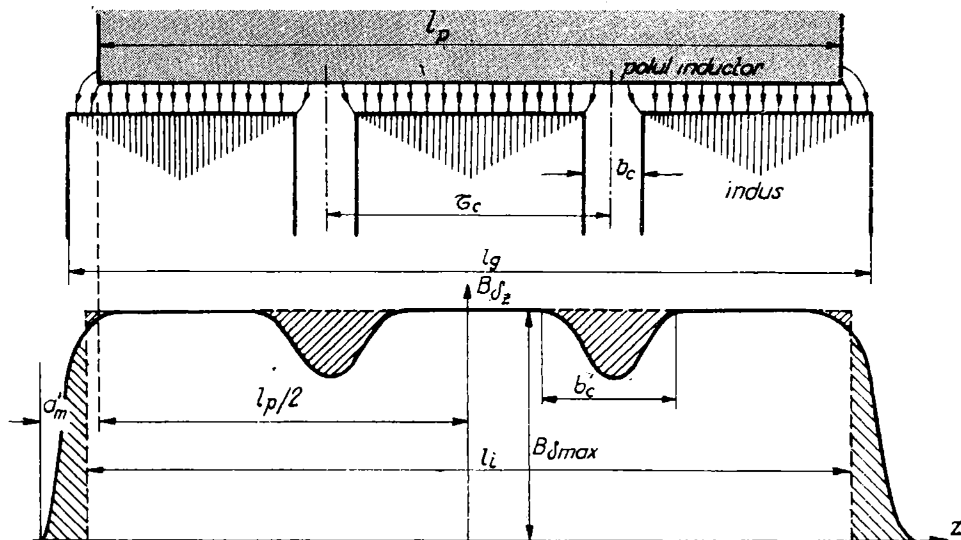


Fig. 1.2. Secțiune longitudinală prin miezul feromagnetic al unei mașini în zona întrefierului (sus) și curba cîmpului magnetic din întrefier (jos).

Efectul marginal frontal se referă la fluxul magnetic din partea frontală a mașinii. Fie a_m lungimea ideală din zona frontală în care inducția magnetică ar avea valoarea $B_{\delta\max}$ și definită prin egalitatea fluxurilor (pe unitatea de lungime a arcului polar) :

$$a_m B_{\delta max} = \int_0^{a'_m} B_{\delta z} \mathrm{d}z. \tag{2}$$

— Se consideră o mașină la care lungimea inductorului este egală cu lungimea indusului și avînd suprafețele frontale ale armăturilor în același plan (fig. 1.3); prin aplicarea legii fluxului magnetic pentru suprafața închisă Σ (delimitată de conturul liniilor de cîmp, liniile echipotențiale după axa Oz și de piesa polară, avînd lungimea arcului polar egală cu unitatea) [1], rezultă :

$$\int_0^{a'_m} B_{\delta z}\, \mathrm{d}z = \int_0^{h} B_{\delta y}\, \mathrm{d}y ;$$

înlocuind în relația (2), se obține :

$$a_m = \frac{1}{B_{\delta max}} \int_0^{h} B_{\delta y}\, \mathrm{d}y. \tag{3}$$

Din legea circuitului magnetic aplicată conturului Γ (format din arce de cerc şi segmente de dreaptă) din figura 1.3 (liniile *ab* şi *cd* fiind presupuse echipotenţiale), rezultă :

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{r} = 0; \text{ de unde } H_\delta \delta = H_{\delta y}(\delta + \pi y), \text{ sau } H_{\delta y} = \frac{\delta}{\delta + \pi y} H_\delta,$$

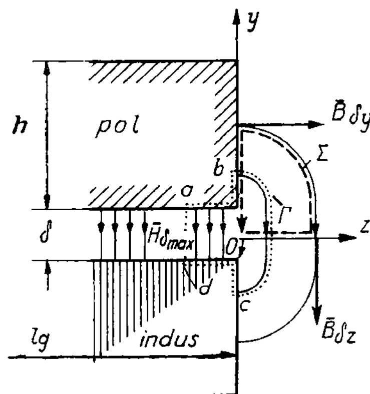


Fig. 1.3. Explicativă pentru calculul efectului marginal frontal, la maşina avînd suprafeţele frontale ale armăturilor în acelaşi plan.

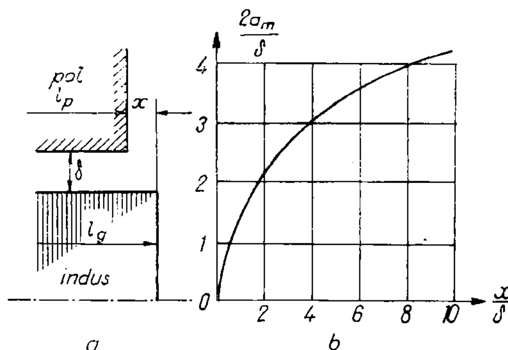


Fig. 1.4,*a* Explicativă pentru calculul efectului marginal frontal la maşina cu suprafeţele frontale ale armăturilor denivelate ; *b*. efectul marginal frontal în funcţie de depăşirea axială a indusului faţă de inductor raportată la lărgimea întrefierului.

iar cîmpul magnetic frontal la distanţa y, este :

$$B_{\delta y} = \mu_0 \frac{\delta}{\delta + \pi y} H_{\delta\, max}, \quad \text{sau } B_{\delta y} = \frac{\delta}{\delta + \pi y} B_{\delta\, max}. \tag{4}$$

Înlocuind pe $B_{\delta y}$ în relaţia (3), se obţine prin integrare :

$$a_m = \frac{\delta}{\pi} \ln \frac{\delta + \pi h}{\delta}. \tag{5}$$

— La maşina care are lungimea inductorului diferită de lungimea indusului (fig. 1.4,*a*), efectul marginal a_m se determină în funcţie de lărgimea întrefierului şi denivelarea axială x a suprafeţelor frontale, după curba din figura 1.4,*b*, în care s-a reprezentat dublul efectului marginal $2a_m$ raportat la lărgimea întrefierului în funcţie de raportul $\frac{x}{\delta}$.

Influenţa canalelor radiale de răcire. Se consideră secţiunea parţială longitudinală prin maşină, în care se cuprinde un pachet de tole cu pasul (distanţa dintre axele canalelor succesive) τ_c (v. fig. 1.5 şi 1.2) şi lărgimea canalului de răcire b_c. Din curba cîmpului magnetic rezultă că fluxul magnetic pe unitatea de lungime a arcului polar scade în zona canalului de răcire —

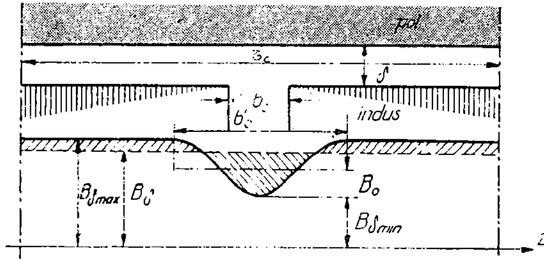


Fig. 1.5. Cîmpul magnetic în canalele radiale de răcire.

datorită creşterii întrefierului—, de la valoarea $\tau_c B_{\delta\,max}$ la valoarea $\frac{\tau_c B_{\delta\,max}}{k_C}$, în care $k_C \gg 1$ şi este denumit factorul Carter.

Fie B_δ inducţia magnetică medie care s-ar produce în întrefier la maşina echivalentă fără canale radiale de răcire şi avînd pe unitatea de lungime a arcului polar şi pasul τ_c fluxul magnetic

$$\frac{\tau_c B_{\delta\,max}}{k_C} = \tau_c B_{\delta\,max} - b'_c B_o \tag{6}$$

egal cu fluxul real; prin urmare,

$$\tau_c B_{\delta\,max} - b'_c B_o = \tau_c B_\delta \tag{7}$$

[s-a aproximat scăderea fluxului din întrefier proporţională cu suprafaţa haşurată cuprinsă între curbele $B_{\delta\,max}$ şi B_δ (fig. 1.5) — prin $B_o b'_c$, în care B_o este amplitudinea oscilaţiei cîmpului din întrefier]. Din relaţia (6) rezultă:

$$k_C = \frac{\tau_c}{\tau_c - \frac{B_o}{B_{\delta\,max}} b'}. \tag{8}$$

Se notează cu $\beta = \frac{B_o}{B_{\delta\,max}}$ şi $\gamma = \beta \frac{b'_c}{\delta}$; factorul Carter devine:

$$k_C = \frac{\tau_c}{\tau_c - \gamma\delta}. \tag{9}$$

Factorul γ s-a calculat prin metoda reprezentărilor conforme (considerînd un canal de înălţime infinită) şi are expresia (v. [2], p. 174)

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left[\frac{b_c}{2\delta}\,\mathrm{arctg}\,\frac{b_c}{2\delta} - \ln\sqrt{1 + \left(\frac{b_c}{2\delta}\right)^2}\right]. \tag{10}$$

Pentru $2 \leqslant \frac{b_c}{\delta} \leqslant 12$, rezultă $\gamma \approx \frac{3}{4}\,\frac{b_c}{\delta} - 1$, iar

$$k_C \approx \frac{\tau_c}{\tau_c - \frac{3}{4} b_c + \delta}. \tag{11}$$

Prin urmare, cîmpul magnetic este uniform şi de amplitudine $B_{\delta max}$ de-a lungul intervalului $\frac{\tau_c}{k_C}$; notînd cu a_c efectul de margine bilateral în canal, rezultă :

$$\frac{\tau_c}{k_C} = \tau_c - b_c + a_c,$$

de unde :

$$a_c = b_c - \left(\tau_c - \frac{\tau_c}{k_C}\right)$$

sau, ţinînd seama de relaţia (11),

$$a_c = b_c - (0,75\, b_c - \delta). \tag{12}$$

În cazul cînd ambele armături prezintă canale radiale de răcire, se calculează efectele marginale în canale pentru fiecare armătură.

Lungimea ideală a maşinii este :

$$l_i = l_p - n_c b_c + 2a_m + n_c a_c, \tag{13}$$

n_c fiind numărul canalelor radiale de răcire; cu expresia (12) pentru a_c rezultă :

$$l_i = l_p + 2a_m - n_c(0,75\, b_c - \delta) \tag{14}$$

c. *Lungimea ideală a arcului polar* se notează cu b_i şi este lungimea arcului polar al unei maşini echivalente, care are cîmpul magnetic în întrefier constant şi egal cu valoarea maximă $B_{\delta max}$ a cîmpului din întrefierul maşinii reale, iar fluxul magnetic util al maşinii echivalente pe unitatea de lungime axială este egal cu fluxul real în ipoteza că maşina nu ar prezenta crestături (ar avea armăturile netede) :

$$b_i B_{\delta\, max} = \int_0^\tau B_{\delta x}\, \mathrm{d}x. \tag{15}$$

Pentru calculul fluxului real (fig. 1.6) trebuie să se determine (de exemplu, pe cale grafică) spectrul cîmpului magnetic.

La *maşinile de curent continuu*, la care cîmpul magnetic este aproximativ constant în întrefier, lungimea ideală a arcului polar este :

$$b_i = b_p + 2\delta, \tag{16}$$

în care b_p este lungimea arcului polar.

La *maşinile de curent alternativ*, la care cîmpul magnetic are o repartiţie sinusoidală în întrefier, lungimea ideală a arcului polar este :

$$b_i = \frac{1}{B_{\delta\, max}} \int_0^\tau B_{\delta\, max} \sin \frac{\pi}{\tau} x\, \mathrm{d}x = \frac{2}{\pi}\, \tau. \tag{17}$$

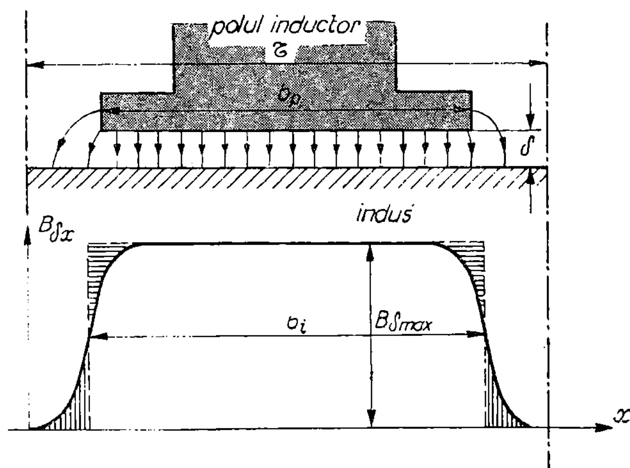


Fig. 1.6. Explicativă pentru calculul efectului marginal lateral.

Factorul de acoperire polară ideală este definit astfel :

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}. \tag{18}$$

La mașinile de curent alternativ cu întrefier constant, $b \equiv \tau$, curba cîmpului magnetic este aproximativ sinusoidală, iar acoperirea polară ideală are valoarea $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$.

d. Întrefierul echivalent se notează cu δ' și este lărgimea întrefierului unei mașini echivalente avînd indusul și inductorul neted și aceeași valoare maximă a inducției magnetice în întrefier ca în mașina reală.

Influența crestăturilor asupra fluxului magnetic este asemănătoare cu influența canalelor de ventilație.

Datorită prezenței crestăturilor, fluxul magnetic scade de la valoarea $b_i l_i B_{\delta\, max}$, la mașina ideală, la valoarea $\frac{b_i}{k_C} l_i B_{\delta\, max} = b_i l_i B_\delta$, la mașina reală (s-a aproximat lărgimea echivalentă b'_c a crestăturii ca fiind egală cu pasul crestăturii); pentru a se menține fluxul constant, cînd dimensiunile b_i și l_i sînt date, urmează să se majoreze inducția magnetică din axa dintelui de k_C ori, adică să fie egală cu $B_{\delta\, max} = k_C B_\delta$; în consecință, trebuie să se considere o mașină electrică echivalentă la care tensiunea magnetică în întrefier să fie majorată de la valoarea

$$F_\delta = H_\delta \delta, \text{ la valoarea } F_\delta = H_\delta k_C \delta.$$

În această relație de mai sus, k_C este factorul Carter prin care se ține seamă de prezența crestăturilor; acest factor se calculează după relația (9) sau (11), în care se introduce b_c — deschiderea crestăturii și τ_c — pasul crestăturii.

În ipoteza că la maşina reală inducţia medie în întrefier are aceeaşi valoare constantă ca în maşina ideală, atunci se poate scrie:

$$F_\delta = H_\delta \delta', \tag{19}$$

în care:

$$\delta' = k_C \delta \tag{20}$$

este lărgimea echivalentă a întrefierului.

1.3. ELEMENTE GENERALE DE PROIECTARE A MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE

Maşinile şi transformatoarele electrice funcţionează în baza aceloraşi legi ale electrotehnicii: legea inducţiei electromagnetice, legea circuitului magnetic, legea fluxului magnetic, legea polarizaţiei magnetice, legea lui Ohm etc. De aceea, o serie de probleme de proiectare admit în principal o tratare după o aceeaşi metodă, indiferent de tipul maşinii electrice la care se referă. În acest capitol sînt grupate acele probleme de proiectare, care se întîlnesc şi se tratează aproximativ la fel la toate maşinile electrice, şi anume: caracteristica magnetică în gol, cîmpurile şi inductivităţile de scăpări, parametrii maşinii, pierderile, forţele electromagnetice şi electrodinamice de scurtcircuit, încălzirea şi ventilaţia maşinilor electrice. Particularităţile de aplicarea lor, vor fi prezentate în capitolele în care se tratează proiectarea fiecărui tip de maşină electrică.

1.3.1. Caracteristica magnetică la funcţionarea în gol

a. **Definiţia şi metoda de calcul.** Fluxul magnetic este produs la funcţionarea în gol a maşinii sau a transformatorului de solenaţia de excitaţie (sau de magnetizare). În figura 1.7 s-a desenat o linie a cîmpului magnetic inductor printr-o maşină cu inductorul exterior (fig. 1.7,*a*), respectiv interior (fig. 1.7,*b*). Fluxul magnetic util Φ este fluxul care înlănţuie circuitele electrice din inductorul respectiv indusul maşinii şi induce tensiunea electromotoare în circuitul indusului.

Caracteristica magnetică în gol reprezintă fluxul magnetic util în funcţie de solenaţia de excitaţie, curentul prin circuitul indus fiind nul.

Caracteristica magnetică în gol se calculează astfel:

— la o valoare dată a tensiunii electromotoare induse U_e se calculează fluxul util, după relaţiile care se vor indica la prezentarea metodicii de proiectare a fiecărui tip de maşină; din valoarea fluxului se calculează inducţia magnetică B_δ din întrefier:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i}; \tag{21}$$

— prin aplicarea legii fluxului magnetic se determină inducțiile magnetice B_z în dinți, B_p în poli și B_j în juguri; din caracteristica de magnetizare $B = f(H)$ a materialului (v. anexa 1) se calculează intensitatea cîmpului magnetic corespunzătoare inducției, din zona respectivă;

— din legea circuitului magnetic rezultă că tensiunea magnetomotoare de-a lungul unei linii de cîmp considerate este egală cu solenația de exci-

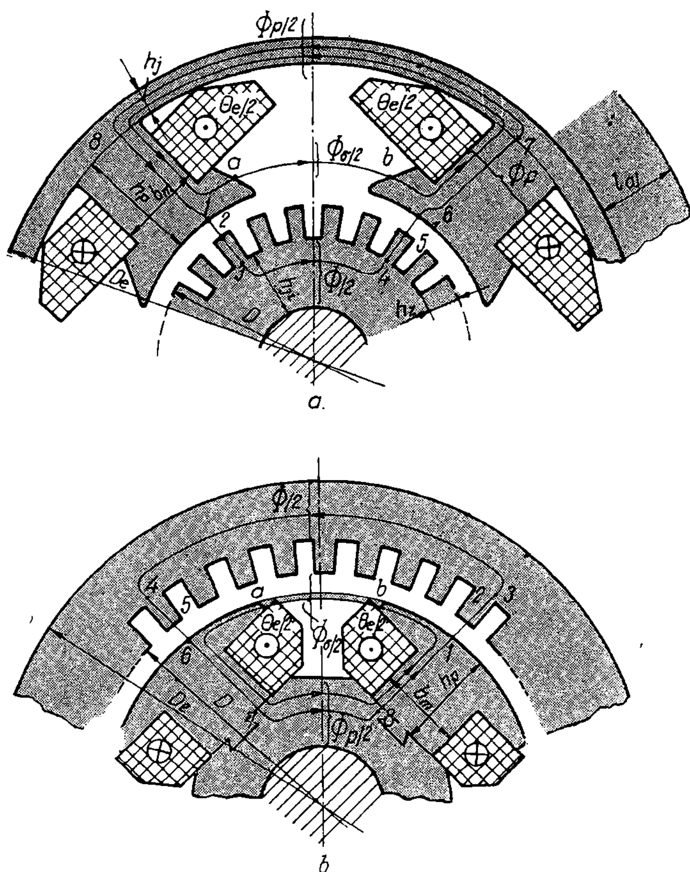


Fig. 1.7. Secțiunea transversală parțială printr-o mașină electrică cu poli exteriori eșiți.

tație θ_e de pe perechea de poli. Se determină astfel solenația de excitație θ_e corespunzătoare fluxului Φ, obținîndu-se un punct al caracteristicii magnetice; reluînd calculul pentru mai multe valori ale fluxului, se determină punct cu punct caracteristica magnetică în gol.

Tensiunea magnetomotoare de-a lungul conturului 1—2—3—4—5—6—7—8—1 (v. fig. 1.7) este egală cu solenația care străbate suprafața deschisă care se sprijină pe contur:

$$\oint_\Gamma \mathbf{H}\,d\mathbf{r} \equiv \int_1^2 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_2^3 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_3^4 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_4^5 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_5^6 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_6^7 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_7^8 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} + \int_8^1 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} = \theta_e \quad (22)$$

sau

$$2F \;+ 2F_z + F_{ji} + 2F_p + F_j = \theta_e, \quad (23)$$

în care:

$F_\delta = \int_1^2 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} = \int_5^6 \mathbf{H}\,d\mathbf{r}$ este tensiunea magnetică corespunzătoare întrefierului;

$F_z = \int_2^3 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} = \int_4^5 \mathbf{H}\,d\mathbf{r}$ — tensiunea magnetică corespunzătoare dintelui;

$F_{ji} = \int_3^4 \mathbf{H}\,d\mathbf{r}$ — tensiunea magnetică corespunzătoare jugului indusului;

$F_p = \int_6^7 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} = \int_8^1 \mathbf{H}\,d\mathbf{r}$ — tensiunea magnetică de-a lungul polului principal;

$F_j = \int_7^8 \mathbf{H}\,d\mathbf{r}$ — tensiunea magnetică corespunzătoare jugului inductor.

Se notează cu:

$$F_i = 2F_\delta + 2F_z + F_{ji} \quad (24)$$

și este denumită tensiunea magnetică a indusului, iar cu

$$F_I = 2F_p + F_j \quad (25)$$

și este denumită tensiunea magnetică a inductorului.

La calculul tensiunilor magnetice corespunzătoare inductorului se consideră fluxul prin inductor Φ_p egal cu suma dintre fluxul Φ prin indus și fluxul de scăpări Φ_σ, care se închide de la pol la pol ($\Phi_p = \Phi + \Phi_\sigma$).

Fluxul de scăpări Φ_σ se închide prin aer de la pol la pol. Se consideră suprafața piesei polare echipotențială magnetic; prin aplicarea legii circuitului magnetic conturului 1—2—3—4—5—6—b—a—1, (v. fig. 1.7 *a*) rezultă:

$$\int_a^b \mathbf{H}_\sigma\,d\mathbf{r} = \int_{1,2,\ldots}^6 \mathbf{H}\,d\mathbf{r} \equiv F_i. \quad (26)$$

Deoarece $\int_a^b \mathbf{H}_\sigma\,d\mathbf{r} = H_\sigma l_{ab}$ rezultă:

$$\Phi_\sigma \equiv \mu_0 H_\sigma S = \frac{F_i}{l_{ab}}\,\mu_0 S, \quad (27)$$

în care S este aria suprafeței prin care se închide fluxul de scăpări. În consecință, fluxul de scăpări Φ_σ este proporțional cu tensiunea magnetică F_i a indusului; prin urmare, ecuația $\Phi_\sigma(F_i)$ reprezentată grafic este o dreaptă. La fluxul Φ corespunzător tensiunii nominale, fluxul de scăpări are valoarea :

$$\Phi_\sigma = (0,1...0,25)\Phi. \tag{27'}$$

Pentru calculul fluxului de scăpări, a se vedea mai departe 1.3.2 a.

b. **Calculul tensiunilor magnetice**. Tensiunea magnetică F_δ corespunzătoare întrefierului se determină din relația :

$$F_\delta = H_\delta \delta'; \tag{28}$$

$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0}$ este intensitatea cîmpului magnetic în întrefier, în care :

μ_0 este permeabilitatea magnetică a aerului ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m în sistemul *MKSA* raționalizat);

$\delta' = k_C\,\delta$ — lărgimea echivalentă a întrefierului [relația (20)];

k_C — factorul Carter (la mașina care prezintă crestături în inductor și în indus, factorul Carter este $k_C = k_{C1} \cdot k_{C2}$, în care k_{C1} respectiv k_{C2} este factorul Carter al inductorului, respectiv al indusului).

Tensiunea magnetică F_z, de-a lungul dintelui se calculează astfel : se presupune că fluxul din întrefier corespunzător unui pas de crestătură trece exclusiv prin dinte (fig. 1.8) și prin aplicarea legii fluxului magnetic pentru suprafața închisă Σ se calculează inducția magnetică din dinte, denumită inducție aparentă B'_{zx}, din relația :

$$B\,\tau_c l_i = B'_{zx} b_{zx} l_m, \tag{29}$$

în care l_m este lungimea netă a miezului feromagnetic

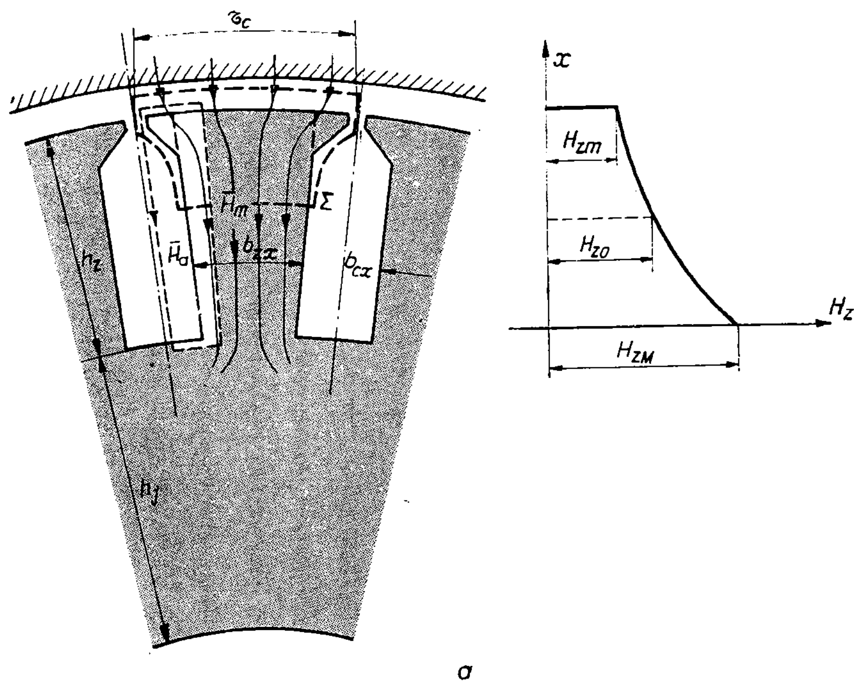
$$l_m = (l_g - n_c b_c) k_m, \tag{30}$$

k_m fiind factorul de umplere al miezului; de unde rezultă :

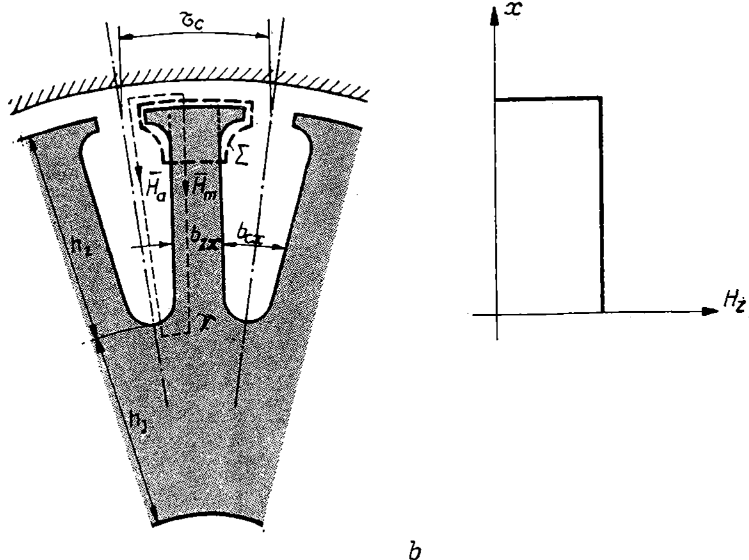
$$B'_{zx} = \frac{\tau_c\, l_i}{b_{zx}\, l_m} B_\delta. \tag{31}$$

La dintele trapezoidal (fig. 1.8,*a*) inducția aparentă este variabilă cu înălțimea dintelui; la calculul inducției după înălțimea dintelui se neglijează creșterea secțiunii înspre capătul dintelui, considerîndu-se astfel pereții dintelui în prelungire după linia întreruptă din figura 1.8,*a*.

La valori ale inducției magnetice $B'_{zx} < 1{,}8$ T fluxul magnetic care trece prin crestătură este neglijabil și inducția aparentă este egală aproximativ cu inducția reală; la B'_{zx} se determină H_{zx} din caracteristica de magnetizare a dinților.



a



b

Fig. 1.8. Dinţii maşinilor electrice şi curba intensităţii cîmpului magnetic în dinte: *a* — dinte trapezoidal; *b* — dinte cu pereţi paraleli.

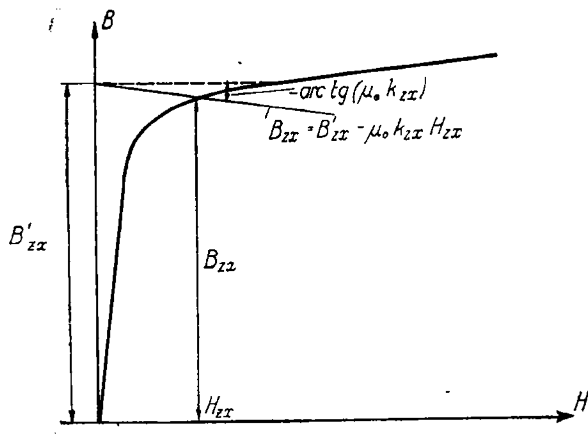


Fig. 1.9. Determinarea valorilor reale ale inducției magnetice și ale intensității cîmpului în dinte.

La valori ale inducției magnetice $B'_z \gg 1{,}8$ T o parte din fluxul magnetic trece și prin crestătură, prin canalele radiale de ventilație și prin izolația dintre tole, iar inducția reală în dinte B_{zx} este mai mică decît inducția aparentă B'_{zx}, astfel încît :

$$B'_{zx}\, b_{zx}\, l_m = B_{zx}\, b_{zx}\, l_m + \mu_0\, S_{ax}\, H_{ax}, \tag{32}$$

în care aria S_{ax} a suprafețelor prin medii neferomagnetice din intervalul unui pas de dinte este :

$$S_{ax} = b_{cx}\, l_g + b_c\, n_c\, b_{zx} + (1 - k_m)\, b_{zx}(l_g - n_c b_c). \tag{33}$$

Intensitatea cîmpului magnetic H_{ax} în crestătură, canal sau izolație se determină prin aplicarea legii circuitului magnetic, după o curbă închisă trasată punctat în figura 1.8,*a*. În întrefier și la baza dintelui, cîmpul magnetic este normal pe elementul de linie — dacă se admite că suprafețele cilindrice de la bazele crestăturilor, respectiv capetele de dinți sînt echipotențiale magnetic — și rezultă :

$$H_{zx} = H_{ax}. \tag{34}$$

Prin urmare, valoare reală B_{zx} a inducției în dinte și intensitatea cîmpului magnetic H_{zx} satisfac ecuația :

$$B_{zx} = B'_{zx} - k_{zx}\mu_0 H_{zx} \tag{35}$$

$\left(\text{în care } k_{xz} = \dfrac{S_{ax}}{b_{zx} l_m}\right)$; aceasta este ecuația unei drepte în B_{zx} și H_{zx}. Se reprezintă grafic dreapta de ecuație (35) în planul caracteristicii de magnetizare B — H și la intersecția acesteia cu caracteristica de magnetizare $B(H)$ se determină B_{zx} și H_{zx} ca în figura 1.9.

Intensitatea cîmpului magnetic variază cu înălțimea dintelui după curbele reprezentate în figura 1.8.

Tensiunea magnetică F_z de-a lungul dintelui trapezoidal (fig. 1.8, *a*) se calculează cu valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, determinată după relația lui Simpson :

$$H_z = \frac{H_{zm} + 4H_{zo} + H_{zM}}{6}, \tag{36}$$

în care H_{zm}, H_{zo} și H_{zM} sînt intensitățile cîmpurilor magnetice la capătul dintelui, la mijloc și la bază; prin urmare,

$$F_z = h_z H_z. \tag{37}$$

Tensiunea magnetică F_z de-a lungul dintelui de secțiune constantă (fig. 1.8,*b*) se calculează după aceeași relație (37), H_z fiind intensitatea cîmpului magnetic calculată la mijlocul dintelui.

Tensiunea magnetică de-a lungul jugului indusului, respectiv al inductorului este :

$$F_j = l_j H_j. \tag{38}$$

Intensitatea cîmpului magnetic în jug H_j se determină din caracteristica de magnetizare a jugului corespunzător inducției magnetice B_j în jug, calculată astfel :

$$B_j = \frac{\Phi}{2 l_{aj} h_j}, \tag{39}$$

în care l_{aj} este lungimea axială a miezului în zona jugului, iar h_j înălțimea jugului (fig. 1.7).

Lungimea liniei de cîmp în jug se calculează aproximativ astfel :

— în jugul rotorului crestat $l_j = \frac{\pi D}{2p}$; (40)

— în jugul rotorului cu polii ieșiți (de înălțime h_p) $l_j = \frac{\pi(D - 2h_p)}{2p}$, (41)

— în jugul statorului $l_j = \frac{\pi D_e}{2p}$. (42)

În armătura cu poli înecați (rotorul în figura 1.7,*a*, respectiv statorul în figura 1.7,*b*) cîmpul magnetic este repartizat neuniform în jug; pentru a ține seamă de aceasta, se calculează tensiunea magnetică F_j cu lungimea echivalentă a liniei de cîmp

$$l'_j = k_j l_j, \tag{43}$$

în loc de l_j, în care $k_j = 0{,}6 \ldots 1{,}2$ pentru statorul crestat;

$k_j = 0{,}4 \ldots 0{,}6$ pentru rotorul crestat;

valorile mai mici corespund la inducții în jug de aproximativ 0,8 T și la $p=1$.

Tensiunea magnetică de-a lungul polului inductor este

$$F_p = h_p H_p. \tag{44}$$

Intensitatea cîmpului magnetic în pol H_p se determină din caracteristica de magnetizare a polului inductor corespunzător inducției magnetice B_p în pol, calculată astfel :

$$B_p = \frac{\Phi}{2 b_m l_p}, \tag{45}$$

în care b_m este lățimea polului (fig. 1.7).

c. **Construcția grafică a caracteristicii magnetice la funcționarea în gol.** Pentru a determina curba $\Phi(\theta_e)$ se calculează tensiunile magnetice corespunzătoare valorilor fluxului Φ, determinate pentru t.e.m. egale cu $0{,}4\, U_{e0}$, $0{,}6 U_{e0}$, $0{,}8 U_{e0}$, U_{e0}, $1{,}1 U_{e0}$ și $1{,}2\ U_{e0}$.

Rezultatele calculelor se prezintă într-o tabelă (v. tabela 1.1).

Se reprezintă grafic separat caracteristicile (fig. 1.10) :

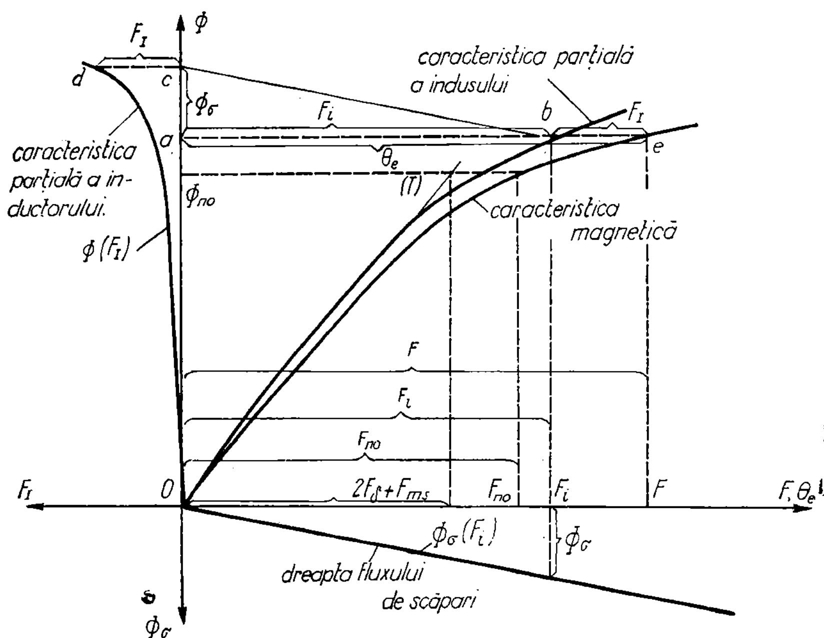


Fig. 1.10. Determinarea caracteristicii magnetice în gol.

Tabela 1.1.

Calculul caracteristicii magnetice la funcţionarea în gol

	U_e	Relaţia şi figura	$0{,}4\ U_{e0}$	$0{,}6\ U_{e0}$	$0{,}8\ U_{e0}$	U_{e0}	$1{,}1\ U_{e0}$	$1{,}2\ U_{e0}$
	Φ							
Întrefier	B_δ	(21)						
	H_δ							
	F_δ	(28)						
Dinte	B'_z m o M	(31)						
	B_z m o M	(35)şi fig. 1.9						
	H_z m o M	(35)şi fig. 1.9						
	H_z	(36)						
	F_z	(37)						
Jugul indusului	B_{ji}	(39)						
	H_{ji}							
	F_{ji}	(38)						
	F_i	(24)						
	Φ_δ	(26), (27′), (55)						
Miezul polar	B_p	(45)						
	H_p							
	F_p	(44)						
Jugul inductorului	B_j	(39)						
	H_j							
	F_j	(38)						
	F	(25)						
	θ_e	(23)						

— $\Phi(F_i)$ denumită caracteristica parțială a indusului;

— $\Phi(F_I)$ denumită caracteristica parțială a inductorului;

— $\Phi_\sigma(F_i)$ denumită dreapta fluxului de scăpări.

Caracteristica magnetică în gol se determină punct cu punct.

La o valoare dată a fluxului Φ (de exemplu, $\overline{oa}$ în figura 1.10) se determină tensiunea magnetică F_i (egală cu $\overline{ab}$) din caracteristica parțială a indusului; se determină apoi fluxul de scăpări (segmentul $\overline{ac}$) corespunzător tensiunii magnetice F_i, prin intersecția paralelei (bc) la dreapta fluxului de scăpări dusă prin punctul $b(F_i,\Phi)$, cu axa ordonatelor; din caracteristica parțială a inductorului se deduce corespunzător fluxului $\Phi_p = \Phi + \Phi_\sigma$ tensiunea magnetică F_I (segmentul $\overline{cd}$). Prin însumarea tensiunilor F_i și F_I rezultă solenația θ_e (segmentul $\overline{ae}$) corespunzător fluxului Φ; se obține astfel un punct al caracteristicii magnetice în gol.

Pentru a aprecia starea de saturație magnetică a mașinii, se construiește tangenta (OT) în origine la caracteristica magnetică în gol; aceasta reprezintă curba $\Phi(2F_\delta + F_{mns})$ în care F_{mns} reprezintă tensiunea magnetică în miezul feromagnetic nesaturat. Se determină apoi tensiunile magnetice $2F_\delta + F_{mns}$ și F_{n0} corespunzătoare fluxului nominal în gol Φ_{n0}, la intersecția paralelei la axa absciselor prin Φ_{n0} cu tangenta (OT), respectiv cu caracteristica magnetică în gol.

Raportul $k_s = F_{n0}/(2F_\delta + F_{mns})$ este denumit coeficientul de saturație și are valoarea

$k_s = 1{,}15...1{,}25$ pentru generatoare;

$k_s = 1{,}25...1{,}5$ pentru motoare.

1.3.2. Cîmpurile și inductivitățile de scăpări

În mașinile și transformatoarele electrice, pe lîngă fluxul magnetic util, se produc și fluxuri magnetice de scăpări, care îmbrățișează numai unul din circuitele mașinii (primar sau secundar), sau care nu contribuie la producerea cuplului util în cazul mașinilor electrice.

Cîmpurile magnetice de scăpări se închid parțial prin miezul feromagnetic al mașinii, contribuind la saturarea acestuia; cîmpurile magnetice de scăpări variabile în timp induc t.e.m. și provoacă pierderi în piesele feromagnetice prin care se închid și produc refularea curentului în conductoarele masive.

Reactanțele de scăpări corespunzătoare cîmpului de scăpări, majorează impedanța circuitelor electrice ale mașinilor și transformatoarelor și limitează astfel curenții de scurtcircuit.

a. **Fluxul de scăpări Φ_σ al polilor ieşiţi (aparenţi).** Se consideră inductorul cu polii ieşiţi desfăşurat după suprafaţa din întrefier (fig. 1.11); prin însumarea fluxurilor magnetice Φ_1 şi Φ_2 — care se închid prin suprafeţele laterale şi frontale ale miezului polilor — cu fluxurile magnetice Φ_3 şi Φ_4 care

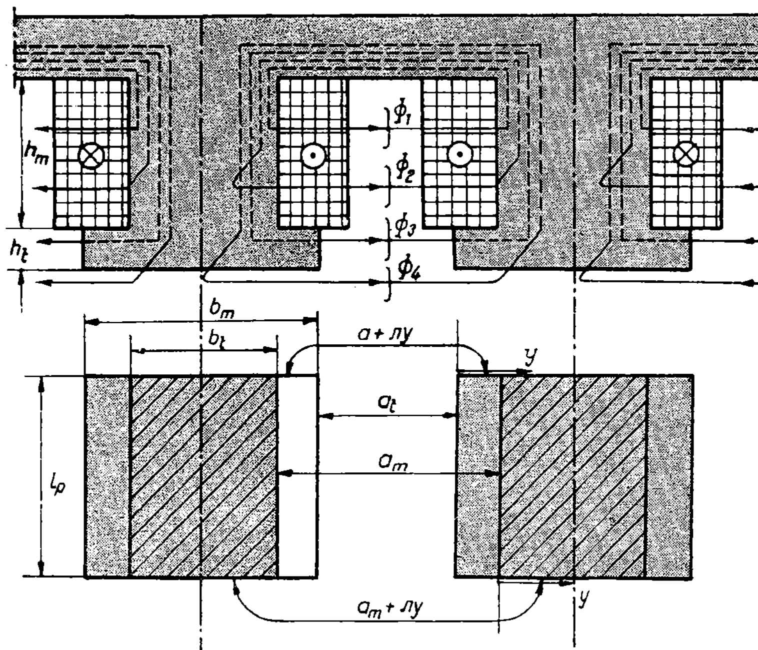


Fig. 1.11. Explicativă pentru calculul fluxului de scăpări a polilor inductori ieşiţi.

se închid prin suprafeţele laterale şi frontale ale pieselor polare, se obţine fluxul magnetic de scăpări Φ_σ al polului inductor

$$\Phi_\sigma = 2\Phi_1 + 4\Phi_2 + 2\Phi_3 + 4\Phi_4. \tag{46}$$

Se consideră o linie de cîmp la distanţa x de la baza polului şi se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic; din legea circuitului magnetic aplicată acestui contur străbătut de solenaţia de excitaţie $\frac{\theta_e}{h_m} x$ de pe perechea de poli, rezultă:

$$H_x l_x = \frac{\theta_e}{h_m} x \tag{47}$$

pentru miezul polului ($0 \leqslant x \leqslant h_m$), în care l_x este lungimea liniei de cîmp în aer:

$l_x = a_m$ pentru linia de cîmp prin suprafeţele laterale ale polului (Φ_1);

$l_x = a_m + \pi y$ pentru linia de cîmp prin suprafeţele frontale ale polului (Φ_2), aproximată prin segmentul de dreaptă a_m şi arcul de cerc πy.

Pentru piesa polară, indiferent de distanța de la baza acesteia, rezultă :

$$H_t l_t = \theta_e, \tag{48}$$

în care :

$l_t = a_t$ pentru linia de cîmp prin suprafețele laterale ale piesei polare (Φ_3);

$l_t = a_t + \pi y$ pentru linia de cîmp prin suprafețele frontale ale polului (Φ_4), aproximată prin segmentul de dreaptă a_t și arcul de cerc πy.

Cu intensitățile cîmpurilor determinate din relațiile (47) și (48) se calculează inducțiile magnetice, respectiv fluxurile parțiale Φ_1, Φ_2, Φ_3, și Φ_4 :

$$\Phi_1 = \int_0^{h_m} \mu_0 \frac{\theta_e}{h_m a_m} x l_p \mathrm{d}x = \mu_0 \theta_e l_p \frac{h_m}{2a_m}, \tag{49}$$

$$\Phi_2 = \int_0^{h_m} \int_0^{b_m/2} \mu_0 \frac{\theta_e}{h_m(a_m + \pi y)} x \,\mathrm{d}x\, \mathrm{d}y = \mu_0 \theta_e \frac{h_m}{2\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m}, \tag{50}$$

$$\Phi_3 = \int_0^{h_t} \mu_0 \theta_e \frac{l_p}{a_t} \mathrm{d}x = \mu_0 \theta_e l_p \frac{h_t}{a_t}, \tag{51}$$

$$\Phi_4 = \int_0^{b_t/2} \mu_0 \theta_e \frac{1}{a_t + \pi y} h_t \,\mathrm{d}y = \mu_0 \theta_e \frac{h_t}{2\pi} \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t}. \tag{52}$$

Fluxul de scăpări Φ_σ al polului inductor este [v. relația (46)]

$$\Phi_\sigma = 2 \mu_0 \theta_e \left[l_p \frac{h_m}{2a_m} + \frac{h_m}{\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m} + l_p \frac{h_t}{a_t} + \frac{2}{\pi} h_t \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t} \right]. \tag{53}$$

Cu ipoteza admisă pentru relația (26) solenația de excitație este egală cu tensiunea magnetică a indusului

$$\theta_e = F_i \tag{54}$$

și rezultă:

$$\Phi_\sigma = 2 \mu_0 F_i \left[l_p \frac{h_m}{2a_m} + \frac{h_m}{\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m} + l_p \frac{h_t}{a_t} + \frac{2}{\pi} h_t \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t} \right]; \tag{55}$$

funcția $\Phi_\sigma (F_i)$ este o dreaptă [v. și relația (27)].

În cazul mașinilor de curent continuu echipate cu poli de comutație dispuși între polii principali, lungimile liniilor de cîmp prin aer sînt mai scurte cu aproximativ lățimea polului de comutație; în expresia (55) pentru calculul fluxului de scăpări, a_m și a_t se înlocuiesc cu $a_m - b_{mk}$ și $a_t - b_{tk}$ (b_{mk} și b_{tk} reprezintă grosimea miezului polului de comutație, respectiv lungimea arcului polar al polului de comutație).

b. **Inductivitatea de scăpări a înfăşurărilor repartizate.** Înfăşurările repartizate parcurse de curenţi produc fluxuri magnetice de scăpări : în crestături — $\Phi_{\sigma c}$ — denumit flux de scăpări în crestătură, în jurul capetelor de bobină — $\Phi_{\sigma f}$ — denumit flux de scăpări frontal, în întrefier — $\Phi_{\sigma cd}$ — de la un capăt de dinte la altul, denumit şi flux de scăpări în întrefier, fluxul de scăpări diferenţiale — $\Phi_{\sigma d}$. Inductivitatea de scăpări L_σ a înfăşurării este suma inductivităţilor de scăpări parţiale corespunzătoare acestor fluxuri :

$$L_\sigma = L_{\sigma c} + L_{\sigma f} + L_{\sigma d,cd}\,, \tag{56}$$

în care :

$L_{\sigma c} = \frac{\Phi_{\sigma c}}{i}$ este inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări în crestătură;

$L_{\sigma f} = \frac{\Phi_{\sigma f}}{i}$ — inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări frontal;

$L_{\sigma d,cd} = \frac{\Phi_{\sigma d,cd}}{i}$ — inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări diferenţial $\Phi_{\sigma d}$ la maşinile de curent alternativ), respectiv fluxului de scăpări la capetele dinţilor $\Phi_{\sigma cd}$ (la maşinile cu colector).

Expresiile inductivităţilor parţiale de scăpări în funcţie de dimensiunile geometrice se determină din raportul fluxului total de scăpări corespunzător, la curentul care l-a produs.

Inductivitatea de scăpări în crestătură. La înfăşurările într-un strat dispuse în crestături deschise cu w_b conductoare pe crestătură şi parcurse de curentul i, cîmpul de scăpări în crestătură se închide ca în figura 1.12, *a*.

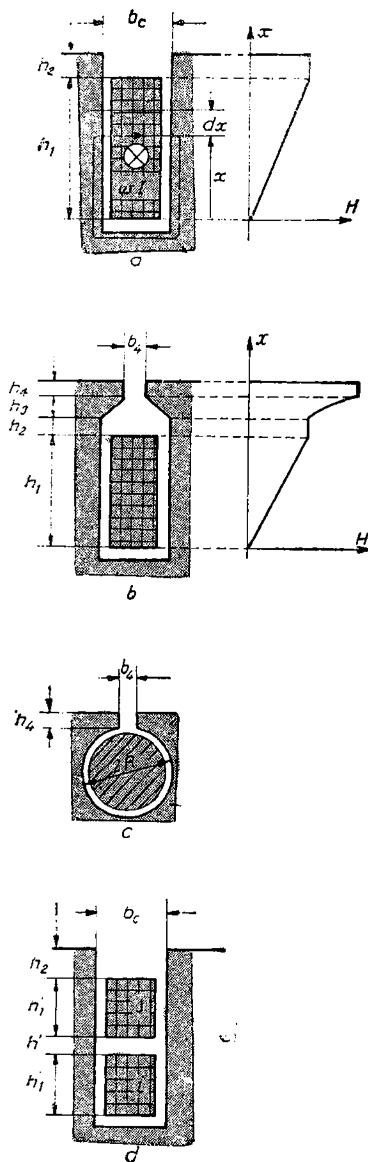


Fig. 1.12. Forme de crestături : *a* — crestătură deschisă şi curba cîmpului magnetic ; *b* — crestătură semideschisă (sau semiînchisă) şi curba cîmpului magnetic ; *c* — crestătură circulară ; *d* — crestătură deschisă pentru înfăşurarea în straturi.

Din legea circuitului magnetic aplicată pentru linia închisă de cîmp din figura 1.12, *a*, dacă se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic, rezultă :

$$H_x b_c = \frac{w_b i}{h_1} x \qquad \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant h_1, \tag{57}$$

h_1 fiind înălțimea laturii bobinei neizolate; din această relație rezultă intensitatea cîmpului magnetic în zona laturii de bobină :

$$H_x = \frac{w_b i}{h_1} \frac{x}{b_c} \qquad \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant h_1 \tag{58}$$

și analog pentru zona liberă :

$$H_2 = \frac{w_b i}{b_c} \qquad \text{pentru } h_1 \leqslant x \leqslant h_1 + h_2. \tag{59}$$

În figura 1.12, *a*, în partea dreaptă, este reprezentată curba intensității cîmpului magnetic în funcție de distanța x; intensitatea cîmpului magnetic crește liniar pînă la distanța h_1 și rămîne constantă pînă la distanța h_2.

Fluxul magnetic este :

$$\Phi_{\sigma cb} = \int_0^{h_1} \mu_0 H_x \frac{w_b}{h_1} x l_i \, dx + \int_{h_1}^{h_1 + h_2} \mu_0 H_2 w_b l_i \, dx; \tag{60}$$

după înlocuirea mărimilor H_x și H_2 cu expresiile lor din relațiile (58) și (59), prin integrare rezultă;

$$\Phi_{\sigma cb} = \mu_0 w_b^2 l_i \left(\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \right) i. \tag{61}$$

Inductivitatea de scăpări în crestătură a unei bobine aparținînd *unei înfășurări într-un strat* dispusă în crestături deschise este:

$$L_{\sigma cb} = 2 \frac{\Phi_{\sigma cb}}{i} = 2 \mu_0 w_b^2 l_i \left(\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \right),$$

sau

$$L_{\sigma cb} = 2 \mu_0 w_b^2 l_i \lambda_c, \tag{62}$$

în care

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \tag{63}$$

este denumită permeanța specifică de scăpări a crestăturii.

Inductivitatea de scăpări în crestătură a înfășurărilor polifazate cu m faze, w spire pe fază, q crestături pe pol și fază și $2p$ poli este :

$$L_{\sigma c} = \frac{w}{w_b} L_{\sigma cb}, \tag{64}$$

în care

$$w_b = \frac{2mw}{Z} = \frac{w}{pq},$$

iar numărul de crestături $Z = 2\ mpq$; prin înlocuirea inductivității bobinei din relația (62) în relația (64) rezultă :

$$L_{\sigma c} = 2\,\mu_0 \frac{w^2}{pq}\, l_i\, \lambda_c. \tag{65}$$

Cu l_i în cm, rezultă pentru inductivitatea de scăpări în crestătură :

$$L_{\sigma c} = 0{,}8\,\pi \frac{w^2}{pq}\, l_i\, \lambda_c\, 10^{-8}\ \text{H}. \tag{66}$$

La înfăşurările într-un strat dispuse în crestături semideschise sau semiînchise (fig. 1.12, *b*), lărgimea crestăturii b_3 în zona de înălțime h_3 este variabilă; intensitatea cîmpului magnetic prezintă o variație hiperbolică în această zonă. *Permeanța specifică* a crestăturii este :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_3}{b_2 - b_4} \ln \frac{b_4}{b_2} + \frac{h_4}{b_4}. \tag{67}$$

La înfăşurările într-un strat dispuse *în crestături circulare* (fig. 1.12, *c*) permeanța specifică pentru $1 < \frac{R}{b_4} < 5$ se determină din relația (v. [5]) :

$$\lambda_c = 0{,}47 + 0{,}066 \frac{2R}{b_4} + \frac{h_4}{b_4}. \tag{68}$$

La înfăşurările în două straturi curenții prin laturile de bobină din cele două straturi pot fi defazați între ei; fluxul magnetic de scăpări din crestătură depinde de defazajul curenților [2].

Fie λ_i şi λ_s permeanțele specifice corespunzătoare laturilor de bobină dispuse în stratul interior, respectiv în stratul superior al crestăturii, şi λ_m permeanța specifică mutuală a celor două laturi de bobină; în cazul crestăturii deschise (fig. 1.12, *d*) :

$$\left.\begin{aligned} \lambda_i &= \frac{h_1'}{3b_c} + \frac{h' + h_1' + h_2}{b_c}, \\ \lambda_s &= \frac{h'}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c}, \\ \lambda_m &= \frac{h'}{2b_c} + \frac{h_2}{b_c}. \end{aligned}\right\} \tag{69}$$

Permeanța specifică a crestăturii în ipoteza că valorile efective ale curenților sînt egale este:

$$\lambda_c = \frac{\lambda_i + \lambda_s + 2g\lambda_m}{4}, \tag{70}$$

în care

$$g = \frac{1}{s} \sum_{k=1}^{s} \cos \varphi_k , \tag{71}$$

s fiind numărul laturilor de bobină pe fază, iar φ_k defazajul curenților prin cele două laturi de bobină dispuse în aceeași crestătură [de exemplu : fie o înfășurare în două straturi trifazată tetrapolară cu $q = 2$ și pasul $y = 5$; jumătate din numărul laturilor de bobină ale unei faze sînt dispuse în crestături două cîte două și $\cos \varphi_k = 1$, iar celelalte laturi ocupă crestături împreună cu laturi de bobine aparținînd celorlalte două faze pentru care $\cos \varphi_k = \cos \frac{\pi}{3} = +\frac{1}{2}$, încît : $g = \frac{1}{16}\left(8 + 8 \cdot \frac{1}{2}\right) = \frac{3}{4}$].

Inductivitatea de scăpări frontale. În jurul capetelor de bobină parcurse de curent se închide fluxul de scăpări frontal; inductivitatea corespunzătoare acestui flux de scăpări este :

$$L_{\sigma f} = 2 \mu_0 \frac{w^2}{p} l_f \lambda_f , \tag{72}$$

în care l_f este lungimea frontală a capătului de bobină (v. fig. 1.13), iar λ_f permeanța specifică de scăpări frontale; deoarece fluxul de scăpări frontal depinde de forma capetelor de bobină, de distanțele dintre capetele de înfășurare ale unei faze față de ale celorlalte faze, respectiv față de mediile feromagnetice vecine, pentru calculul mai exact al permeanței specifice λ_f s-au efectuat experimentări pe modele.

La *înfășurările într-un strat* permeanța specifică frontală se poate calcula după cum urmează :

— pentru înfășurările cu q capete de bobină pe grupe (de exemplu, la înfășurările în două etaje) :

$$\lambda_f = 0{,}67 - 0{,}43 \frac{\tau'}{l_f} , \tag{73}$$

τ' fiind pasul polar măsurat la mijlocul înălțimii crestăturii $\tau' = \frac{\pi (D + h)}{2p}$;

— pentru înfășurările cu $\frac{q}{2}$ capete de bobină pe grupe (de exemplu, la înfășurările în trei etaje la care capetele de bobină ale unei grupe de q bobine sînt divizate în două) :

$$\lambda_f = 0{,}425 - 0{,}304 \frac{\tau'}{l_f} . \tag{74}$$

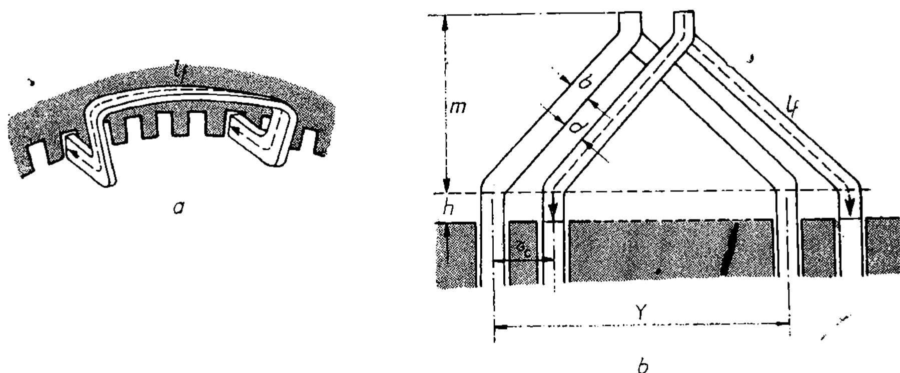


Fig. 1.13. Capetele de bobină la înfăşurările într-un strat (*a*) şi la înfăşurarile în două straturi (*b*).

La *înfăşurările în două straturi* permeanţa specifică frontală de scăpări se calculează după relaţia

$$\lambda_f = 1{,}13\, k_s^2 \frac{h + 0{,}5\, m}{l_f}, \tag{75}$$

în care h şi m rezultă din fig. 1.13,*b* şi suma lor reprezintă lungimea axială a capătului de bobină, iar $k_s = \sin \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}$ este factorul de scurtare al înfăşurării. Lungimea axială m se poate calcula după relaţia :

$$m = \frac{Y}{2} \frac{b + d}{\sqrt{\tau^2 - (b + d)^2}},$$

în care Y este deschiderea bobinei, b — grosimea laturii de bobină izolată, d — distanţa între capetele de bobină iar τ_c — pasul mediu al crestăturii $\tau_c = \frac{\pi(D \pm h)}{Z}$; [semnul (+) corespunde pentru stator, iar semnul (—) pentru rotor].

În tabela 1.2 sînt date valorile permeanţelor specifice valabile atît la înfăşurările din stator, cît şi la cele din rotor; aceste valori au fost măsurate la maşini executate (v. [13], [5]).

Tabela 1.2

Permeanţa specifică frontală λ_f

Tipurile de înfăşurări		Înfăşurarea din stator: într-un strat	Înfăşurarea din stator: în două straturi
Înfăşurarea din rotor	Într-un strat	0,5	0,4...0,3
	În două straturi	0,4	0,3
	În colivie	0,35	0,25...0,15

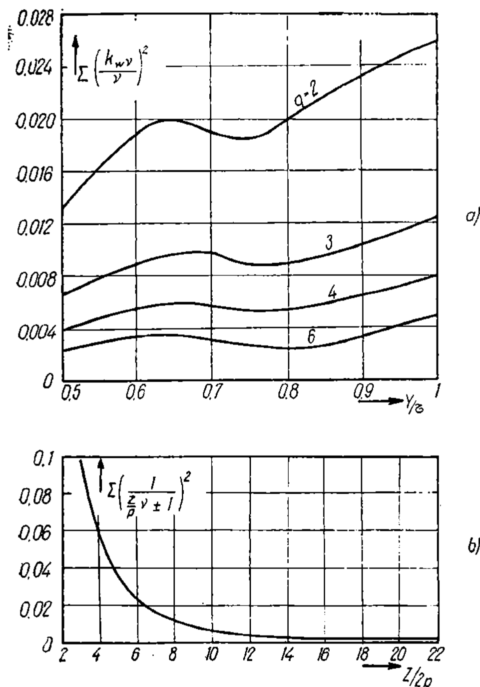


Fig. 1.14, *a* — Factorul $\Sigma\left(\frac{k_{w\nu}}{\nu}\right)^2$ la înfășurările trifazate, *b* — $\Sigma\frac{1}{\left(\frac{Z}{p}\nu+1\right)^2}$ la înfășurările în colivie.

Inductivitatea de scăpări diferențiale. La mașinile de curent alternativ, cîmpul magnetic din întrefier nu este sinusoidal; diferența dintre fluxul magnetic rezultant și fluxul magnetic al fundamentalei cîmpului magnetic reprezintă fluxul de scăpări diferențiale; inductivitatea de scăpări diferențiale corespunzătoare se calculează astfel:

$$L_{\sigma d} = 2\mu_0 \frac{w^2}{p} l_i \lambda_d , \tag{76}$$

iar permeanța specifică λ_d de scăpări diferențiale pentru înfășurarea m-fazată se calculează după relația:

$$\lambda_d = \frac{m}{\pi^2} \frac{\tau}{\delta'} \sum \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu}\right)^2, \tag{77}$$

în care:

ν este ordinul armonicii ($\nu > 1$);
$k_{w\nu}$ — factorul de înfășurare al armonicii ν.

În figura 1.14,*a* este reprezentat factorul $\Sigma\frac{k^2_{w\nu}}{\nu^2}$ pentru înfășurările trifazate în funcție de $\frac{Y}{\tau}$ — deschiderea raportată a înfășurării, pentru

diferite valori ale parametrului q — numărul de crestături pe pol şi fază; în figura 1.14,*b* este reprezentat acelaşi factor $\Sigma \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu}\right)^2 = \Sigma \frac{1}{\left(\frac{Z}{p}\nu \pm 1\right)^2}$ pentru înfăşurările în colivie.

Inductivitatea de scăpări prin capetele dinţilor. La maşinile de curent alternativ cu întrefier mare, fluxul de scăpări care se închide prin capetele dinţilor de la dinte la dinte reprezintă principalul flux de scăpări din întrefier şi se calculează direct inductivitatea de scăpări corespunzătoare acestui flux. La maşinile de curent continuu, bobina care se află în procesul de comutaţie este înlănţuită pe porţiunea dispusă în crestătură (pe lîngă fluxul de scăpări în crestătură) şi de fluxul de scăpări prin capetele dinţilor.

Inductivitatea de scăpări prin capetele dinţilor se calculează după o expresie asemănătoare cu (66):

$$L_{\sigma cd} = 0{,}8\pi \frac{w^2}{p\,q} l_i \lambda_z ; \tag{78}$$

permeanţa specifică de scăpări prin capetele dinţilor se calculează după cum urmează:

— la maşinile cu ambele armături crestate, permeanţa specifică medie pentru armătura 2 are expresia (v. fig. 1.15, *a*)

$$\lambda_{z2} \approx \frac{[\tau_1 - 0{,}75\,(b_1 + b_2)]^2}{6\,\tau_1 \delta} ; \tag{79}$$

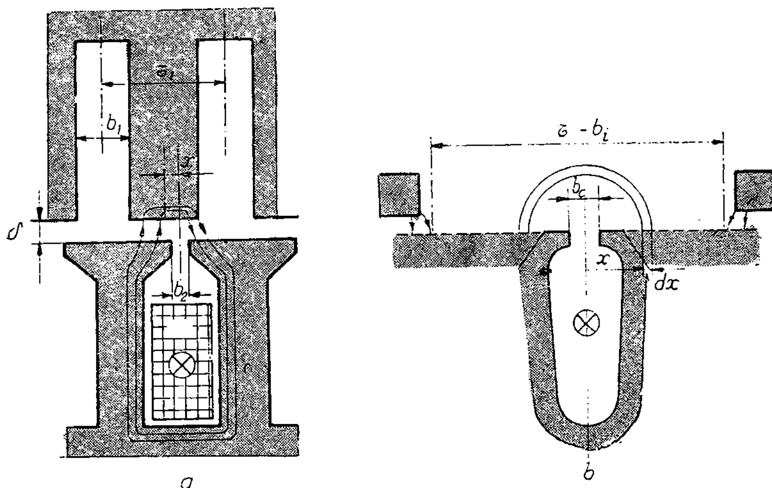


Fig. 1.15. Cîmpul de scăpări prin capetele dinţilor:
a — la maşina cu ambele armături crestate; *b* — la maşina de curent continuu fără poli de comutaţie.

— la maşinile cu o singură armătură crestată, permeanţa specifică maximă este :

$$\lambda_{z\,max} = \frac{b_i}{4\delta'}, \tag{80}$$

în care b_i este lungimea ideală a arcului polar;

— la maşinile de curent continuu, fără poli de comutaţie, se aproximează liniile de cîmp prin arce de cerc (v. fig. 1.15, *b*) şi

$$\lambda_z = \int_{\frac{b_c}{2}}^{\frac{\tau - b_i}{2}} \frac{dx}{\pi x} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\tau - b_i}{b_c}. \tag{81}$$

La înfăşurările în două straturi permeanţa specifică rezultă prin înmulţirea permeanţei determinate mai sus cu factorul $\frac{1+g}{2}$, în care g are expresia (71).

c. **Inductivitatea de scăpări la transformator.** Curenţii de sarcină sau de scurtcircuit care parcurg înfăşurările transformatorului produc cîmpul magnetic de scăpări ale cărui linii de cîmp se închid prin fereastra transformatorului.

În transformator se produce numai flux de scăpări, dacă tensiunea magnetomotoare de-a lungul unei linii închise prin miezul feromagnetic este nulă; prin urmare, din legea circuitului magnetic aplicată conturului închis Γ_u rezultă (cu sensurile solenaţiilor adoptate în figura 1.16) :

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = 0. \tag{82}$$

Expresia de calcul a inductivităţii de scăpări în transformator se calculează din raportul fluxului de scăpări total la curentul prin înfăşurarea la care se raportează.

Se consideră cazul uzual al unui transformator monofazat cu înfăşurările cilindrice (fig. 1.16). Liniile de cîmp în aer se aproximează prin segmente de drepte paralele; se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic. Prin aplicarea legii circuitului magnetic pentru un contur Γ_x (trasat cu linie întreruptă) la distanţa x de bobină rezultă aproximativ :

$$H_{1x} l_x = \frac{w_1 i_1}{a_1} x \qquad \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant a_1, \tag{83}$$

$$H_{12} l_x = w_1 i_1 \qquad \text{pentru } a_1 \leqslant x \leqslant a_1 + a_{12}, \tag{84}$$

$$H_{2x} l_x = w_1 i_1 - \frac{w_2 i_2}{a_2}[x - (a_1 + a_{12})] \quad \text{pentru } a_1 + a_{12} \leqslant x \leqslant a_1 + a_{12} + a_2, \tag{85}$$

în care l_x este lungimea liniei de cîmp în aer la distanţa x; se consideră constantă lungimea liniei de cîmp în aer şi se notează cu l_m valoarea medie a acesteia încît :

$$l_m = \frac{1}{k_R} H_B, \tag{86}$$

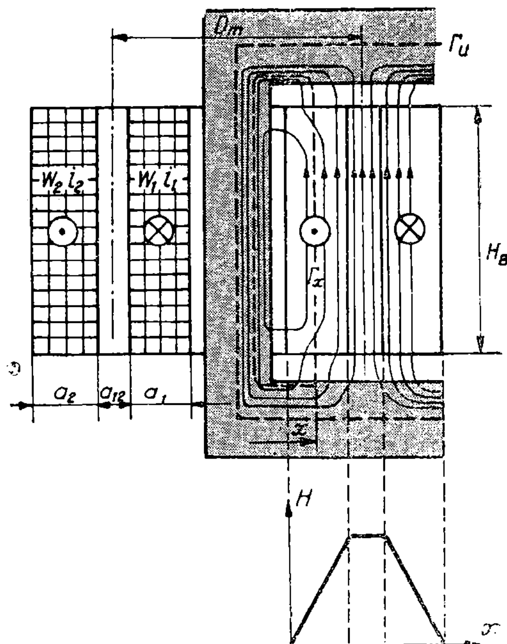


Fig. 1.16. Cîmpul magnetic de scăpări în transformator.

în care (v.[4])

$$k_R \approx 1 - \frac{a_1 + a_{12} + a_2}{\pi H_B} \tag{87}$$

este denumit factorul Rogowski şi ţine seama de lungimea medie reală a liniilor de cîmp.

Din relaţiile (83), (84) şi (85) cu lungimea medie l_m a liniei de cîmp, rezultă intensităţile cîmpului magnetic în zonele bobinelor, respectiv în canalul dintre bobine :

$$H_{1x} = \frac{w_1 i_1}{a_1} \frac{x}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant a_1, \tag{88}$$

$$H_{12} = \frac{w_1 i_1}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leqslant x' \leqslant a_{12}, \tag{89}$$

$$H_{2x} = \frac{w_2 i_2}{a_2} \frac{x''}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leqslant x'' \leqslant a_2; \tag{90}$$

s-a considerat originea sistemului de coordonate în $x = 0$ pentru relaţia (88), în $x = a_1$ pentru relaţia (89) (de unde $x' = x - a_1$) şi în $x = a_1 + a_{12} + a_2$ pentru (90) (de unde $x'' = a_1 + a_{12} + a_2 - x$). În figura 1.16, jos, s-a reprezentat curba intensităţii cîmpului magnetic, în funcţie de distanţa x, considerată de la suprafaţa interioară a bobinei 1.

Fluxul magnetic total de scăpări este:

$$\Phi_\sigma = \int_0^{a_1} \mu_0 H_{1x} \frac{w_1}{a_1} x \mathrm{d}A + \int_0^{a_{12}} \mu_0 H_{12} w_1 \mathrm{d}A + \int_0^{a_2} \mu_0 H_{2x} \frac{w_2}{a_2} x'' \mathrm{d}A. \quad (91)$$

Se consideră că elementul de arie $\mathrm{d}A$ are lățimea $\mathrm{d}x$ și lungimea constantă πD_m; cu relațiile (88), (89), (90) și considerînd conform relației (82), solenația pentru bobina 2 egală cu solenația bobinei 1 (prin urmare, același număr de spire w_1 și același curent i_1) rezultă

$$\Phi_\sigma = \int_0^{a_1} \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{a_1^2 l_m} x^2 \pi D_m \mathrm{d}x + \int_0^{a_{12}} \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{l_m} \pi D_m \mathrm{d}x' +$$
$$+ \int_0^{a_2} \mu_0 \frac{w_1 i_1}{w_2 l_m} x''^2 \pi D_m \mathrm{d}x''; \quad (92)$$

prin integrare rezultă :

$$\Phi_\sigma = \mu_0 \frac{w_1^2}{l_m} \pi D_m \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) i_1. \quad (93)$$

Inductivitatea de scăpări a înfășurărilor, raportată la înfășurarea 1 și considerînd pe l_m din relația (86), este :

$$L_\sigma \equiv \frac{\Phi_\sigma}{i_1} = \mu_0 w_1^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right). \quad (94)$$

1.3.3. Pierderile în mașinile și transformatoarele electrice

La transformarea energiei dintr-o formă în alta, o parte din puterea primită se transformă în pierderi, din care o parte principală sub formă de căldură.

În părțile active ale mașinii se produc pierderi principale și pierderi suplimentare, și anume :

— pierderile principale se produc în miezul feromagnetic (datorită fluxului principal variabil în timp) și în înfășurări (prin efect Joule, datorită curentului); pierderile principale se pot micșora atît prin alegerea unor valori mai reduse pentru solicitările magnetice (inducția magnetică) și electrice (densitatea de curent), crescînd corespunzător volumul mașinii sau al transformatorului, cît și prin utilizarea unor materiale cu caracteristici superioare (cu pierderi specifice reduse) ;

— pierderile suplimentare se produc în miezul feromagnetic datorită armonicilor din curba cîmpului magnetic din întrefier, iar în înfășurări datorită refulării curentului provocată de cîmpul electric indus de cîmpul magnetic din zona conductorului ; pierderile suplimentare în părțile active se pot micșora prin alegerea unor tipuri constructive adecvate. Pentru reducerea armonicilor cîmpului magnetic la mașinile cu întrefier constant se execută înfășurări

repartizate, cu pas scurtat şi dispuse eventual în crestături înclinate; la maşinile cu polii ieşiţi, piesele polare sau polii inductori sînt lamelaţi, iar lărgimea întrefierului este variabilă. Pentru reducerea refulării curentului alternativ în conductoare se adoptă divizarea şi transpunerea conductoarelor, atît la maşinile electrice, cît şi la transformatoare.

Într-o maşină electrică se mai produc pierderi şi în părţile inactive, şi anume :

— pierderi electrice de contact la colector sau la inele;
— pierderi mecanice de frecare şi de ventilaţie;
— pierderi electrice produse de fluxurile de scăpări în piesele masive de consolidare.

1.3.3.1. Pierderile principale în miezul feromagnetic

În miezul feromagnetic dispus în cîmpul magnetic variabil în timp — supus la o magnetizare ciclică — sau care se mişcă într-un cîmp magnetic constant — supus la o magnetizare învîrtitoare — se produc pierderi prin histerezis şi curenţi turbionari.

a. **Pierderile prin histerezis.** La magnetizarea ciclică (alternativă) a miezului, amplitudinea cîmpului magnetic din miez variază în timp, însă orientarea cîmpului rămîne constantă (fig. 1.17, *a*).

La magnetizarea rotitoare a miezului, amplitudinea cîmpului magnetic din miez rămîne constantă, însă orientarea cîmpului variază o dată cu mişcarea armăturii în cîmp (fig. 1.17, *b*). La valorile inducţiilor magnetice întîlnite în maşinile electrice pierderile specifice prin histerezis sînt mai mari la magnetizarea rotitoare de aproximativ $k_H = 1,8$ ori decît la magnetizarea alternativă.

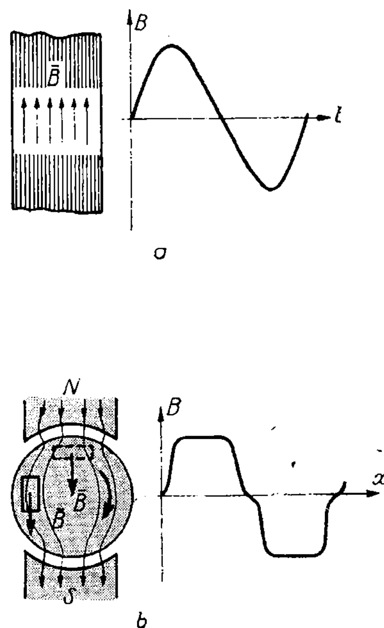


Fig. 1.17. Miezul feromagnetic în cîmp magnetic :
a — miezul fix în cîmpul magnetic variabil în timp; *b* — miezul mobil în cîmpul magnetic constant în timp şi variabil în spaţiu.

Pierderile specifice (în unitatea de masă a miezului feromagnetic) prin histerezis la magnetizarea alternativă depind de inducţia magnetică B şi frecvenţa f a cîmpului magnetic, după relaţia stabilită experimental de Steinmetz :

$$p_H = \eta f B^{1,6}, \qquad (95)$$

în care factorul η se determină experimental pentru fiecare sort de material feromagnetic; în proiectarea mașinilor electrice se utilizează relația :

$$p_H = f(aB + bB^2), \tag{96}$$

în care a și b se determină experimental pentru fiecare sort de material feromagnetic.

La valori mari ale inducției magnetice, de ordinul celor din regimul nominal al mașinilor electrice, se poate reține numai ultimul termen din paranteza de mai sus, iar expresia de calcul pierderilor prin histerezis devine :

$$p_H = \sigma_H f B^2, \tag{97}$$

în care $\sigma_H \equiv b$ se determină experimental.

b. **Pierderile prin curenți turbionari.** Într-o tolă de grosime Δ și rezistivitate ρ (fig. 1.18), dispusă într-un cîmp magnetic $B(t)$ sinusoidal în timp și uniform în spațiu cu suprafața plană paralelă la liniile de cîmp, se induce un cîmp electric și se produc pierderi Joule datorită curenților turbionari din tolă; pierderile specifice prin curenți turbionari p_F în unitatea de masă sînt :

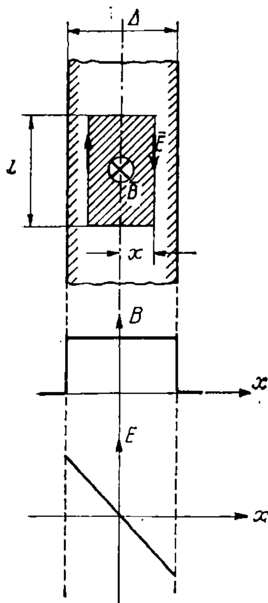


Fig. 1.18. Tola în cîmpul magnetic uniform variabil în timp.

$$p_F = \frac{1}{\gamma\Delta}\int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \rho J^2(x)\,\mathrm{d}x, \tag{98}$$

în care γ este densitatea materialului.

Densitatea de curent $J(x)$ rezultă din legea lui Ohm :

$$J(x) = \frac{E(x)}{\rho}, \tag{99}$$

iar intensitatea cîmpului electric rezultă prin aplicarea legii inducției electromagnetice, conturului la distanța x, care delimitează suprafața hașurată din figura 1.18; în cîmpul magnetic uniform în spațiu și sinusoidal în timp, valoarea efectivă a intensității cîmpului electric este :

$$E(x) = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} Bx, \tag{100}$$

în care B este valoarea maximă a inducției magnetice; în figura 1.18 s-a reprezentat și curba cîmpului magnetic, precum și curba cîmpului electric respectiv

a densităţii de curent în funcţie de x. Înlocuind pe $J(x)$, respectiv pe $E(x)$, în relaţia (98), se obţin :

$$p_F = \frac{1}{\gamma\Delta}\int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \rho \left(\frac{2\pi f}{\sqrt{2}}\frac{B}{\rho}\right)^2 x^2 \mathrm{d}x, \tag{101}$$

de unde

$$p_F = \frac{\pi^2 f^2 B^2 \Delta^2}{6\rho\gamma}; \tag{102}$$

prin urmare, se poate scrie pentru o tolă de grosime Δ dată :

$$p_F = \sigma_F f^2 B^2, \tag{103}$$

în care $\sigma_F = \dfrac{\pi^2\Delta^2}{6\rho\gamma}$ este un factor care se determină experimental.

c. **Calculul pierderilor principale în miez.** Pierderile principale specifice în miez sînt :

$$p_m = p_H + p_F, \tag{104}$$

în care p_H şi p_F au expresiile (97) şi (103). Prin urmare,

$$p_m = (\sigma_H f + \sigma_F f^2)B^2. \tag{105}$$

Pentru tolele utilizate în construcţia maşinilor şi transformatoarelor electrice, valorile factorilor σ_H şi σ_F, precum şi factorul $p_{c1} = \sigma_H f + \sigma_F f^2$ sînt prezentate în tabela 1.3 şi anexa 1.

Tabela 1.3

Pierderile specifice în tabla silicioasă

Sortul materialului	Δ mm	σ_H	σ_F	$\sigma_H f + \sigma_F f^2 = p_{01}$, pentru $f = 50$ Hz
Tole slab sau normal aliate	1	$4,4 \times 10^{-2}$	$22,4 \times 10^{-4}$	7,8
	0,5	4,4	5,6	3,6
	0,35	4,7	3,2	3,15
Tole puternic aliate	0,5	3,0	1,2	1,8
	0,35	2,4	0,6	1,35
Tole laminate la rece în cîmp magnetic	0,35	—	—	0,48

După ştanţare, tolele prezintă bavuri şi o ecruisare în zona vecină secţiunii de tăiere. Bavurile provoacă scurtcircuite între tole şi o creştere a pierderilor prin curenţi turbionari; datorită ecruisării parţiale a tolelor, cresc pierderile prin histerezis.

De creşterea pierderilor principale datorită prelucrării se ţine seama prin introducerea unor factori de majorare a pierderilor specifice; pierderile specifice în dinţi (indicele z) respectiv în jug (indicele j) se calculează cu relaţia :

$$p_{z,j} = (\sigma_H f k_{z,jH} + \sigma_F f^2 k_{z,jF}) B^2 \quad \mathrm{W/kg}, \tag{106}$$

în care factorii k au valorile uzuale următoare :

— la *maşinile sincrone* sau *asincrone* cresc îndeosebi pierderile în dinţi şi experimental s-a determinat pentru factorul de majorare prin histerezis, valoarea $k_{zH} = 1{,}2$, iar pentru factorul de majorare prin curenţi turbionari, valoarea $k_{zF} = 1{,}5$;

— la *maşinile de curent continuu* s-a determinat experimental pentru factorul de majorare a pierderilor în dinţi prin histerezis, valoarea $k_{zH} = 1{,}2$;

pentru factorul de majorare a pierderilor în dinţi prin curenţi turbionari, valoarea $k_{zF} = 3$;

pentru factorul de majorare a pierderilor în jugul indusului, datorită prelucrării, magnetizării rotitoare şi repartiţiei neuniforme a cîmpului, valoarea $k_{jH} = k_{jF} = 2{,}4$.

Pierderile în miezul feromagnetic sînt egale cu produsul dintre pierderile specifice şi masa armăturii; se calculează separat pierderile în fiecare zonă în care inducţia magnetică este constantă.

În maşinile electrice se produc pierderi principale în dinţii şi în jugul indusului; valoarea lor se calculează după relaţia :

$$P_m = p_z G_z + p_j G_j, \tag{107}$$

în care G_z şi G_j sînt masele dinţilor şi jugului indusului, iar p_z şi p_j pierderile specifice corespunzătoare inducţiei magnetice şi frecvenţei din zona respectivă.

În transformator se produc pierderi principale în coloane şi în jug; valoarea lor se calculează după relaţia :

$$P_m = p_c G_c + p_j G_j, \tag{108}$$

în care G_c şi G_j sînt masele coloanelor şi jugului transformatorului, iar p_c şi p_j pierderile specifice corespunzătoare.

1.3.3.2. Pierderile suplimentare în miezul maşinilor electrice

În miezul feromagnetic al maşinilor electrice se produc pierderi suplimetare localizate în piesele polare şi în dinţi.

a. **Pierderile de suprafaţă**. În piesele polare ale polilor inductori ai maşinilor electrice se induc t.e.m. şi se produc curenţi turbionari, datorită variaţiei cîmpului magnetic din întrefierul maşinii; cîmpul magnetic într-un punct al piesei polare variază datorită prezenţei crestăturilor în armătura vecină (v. 1.1, *a* şi *b*), între o valoare maximă B_{max}, cînd se află în axa capătului de

dinte opus, şi o valoare minimă B_{min}, cînd se află în axa deschiderii crestăturii. Amplitudinea oscilaţiei cîmpului (v. fig. 1.5) este :

$$B_0 = \frac{1}{2} (B_{\delta\, max} - B_{\delta\, min}) \tag{109}$$

şi din relaţiile (6) şi (7), considerînd $\tau_c = b'_c$, rezultă :

$$B_0 = (k_C - 1)\, B_\delta, \tag{110}$$

în care k_C este factorul Carter al armăturii crestate [v. relaţiile (9) şi (10)].

Expresia pierderilor specifice de suprafaţă este :

$$p_o = k_o \left(\frac{Zn}{10^4}\right)^{1,5} \left(\frac{B_0 \tau_c}{10^3}\right)^2 \quad \mathrm{W/m^2} \tag{111}$$

în care :

$f = \frac{Zn}{60}$ este frecvenţa de pulsaţie a cîmpului magnetic (Z — numărul crestăturilor, iar n este turaţia, în rot/min);

τ_c — pasul crestăturilor, în cm;

B_0 — amplitudinea oscilaţiei cîmpului, în Gs.

În cazul repartiţiei sinusoidale a cîmpului de-a lungul unui pas de crestătură factorul k_o s-a determinat experimental şi are cu unităţile de măsură din relaţia (111) următoarele valori :

— pentru piese polare masive din oţel forjat $k_o = 23{,}3$;
— pentru piese polare masive din fontă $k_o = 17{,}5$;
— pientru piese polare din tole de 1 mm grosime $k_o = 2$.

b. **Pierderile de pulsaţie în dinţi.** În dinţii armăturilor crestate (fig. 1.19) ale maşinilor electrice se produc pierderi de pulsaţie datorită oscilaţiilor cîmpului magnetic între o valoare maximă, cînd axa dintelui dintr-o armătură coincide cu axa dintelui din armătura vecină (fig. 1.19, *a*) şi o valoare minimă cînd axa dintelui considerat coincide cu axa crestăturii din armătura vecină (fig. 1.19, *b*); frecvenţa oscilaţiilor cîmpului magnetic în dinţii armăturii *1* depinde de numărul de dinţi Z_2 ai armăturii *2* şi turaţia n a unei armături faţă de cealaltă.

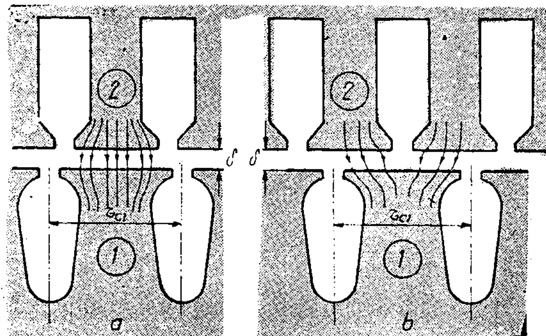


Fig. 1.19. Poziţiile caracteristice ale armăturilor crestate.

Expresia pierderilor specifice de pulsație în dinții armăturii 1 este :

$$p_p = 0,14\left[\frac{Z_2 n}{10^4}\,\frac{B_{p1}}{10^3}\right]^2 \text{ W/kg}, \tag{112}$$

în care :

$$B_{p1} = \frac{\gamma_2 \delta k_C}{2\tau_{c1}} B_{z\,med\,1}, \tag{113}$$

cu γ_2 definit de relația (10), $k_C = k_{C_1} \cdot k_{C_2}$ — produsul factorilor Carter ai celor două armături, τ_{c_1} — pasul crestăturilor din armătura *1*, în cm, δ — lărgimea întrefierului, în cm și $B_{z\,med1}$ — valoarea medie a inducției magnetice în armătura *1*, măsurată în Gs.

În relația (112) inducția magnetică B_{p1} se exprimă în Gs, iar turația n în rot/min.

c. Pierderile suplimentare în miezul mașinilor electrice se calculează cu expresia :

$$P_{ms} = 2pl_m b_m p_o + G_z p_p, \tag{114}$$

în care $2p$ este numărul de poli, l_m și b_m sînt lungimea netă (fără izolația dintre tole) și lățimea piesei polare, iar G_z masa dinților în care se produc pierderi de pulsație.

1.3.3.3. Pierderile în înfășurări

a. **Pierderile principale în înfășurări.** În înfășurările parcurse de curenți se produc pierderi Joule; pierderile din înfășurări produse de curentul de valoare efectivă I într-o înfășurare avînd în curent continuu rezistența R sînt date de expresia

$$P_J = RI^2 \tag{115}$$

și reprezintă pierderile principale în înfășurări.

În cazul conductoarelor filiforme, în care densitatea de curent este constantă, rezistența R în curent continuu, a unei înfășurări cu w spire, c căi de curent, s_c — aria secțiunii conductorului elementar și l_w — lungimea medie a unei spire este

$$R = \rho\frac{l_w w}{c s_c}; \tag{116}$$

rezistența unei înfășurări tip indus de curent continuu cu N conductoare, $2a$ — căi de curent, $\frac{l_w}{2}$ — lungimea medie a unui conductor, este

$$R = \rho\,\frac{l_w \cdot N}{2\,(2a)^2 s_c}. \tag{117}$$

Rezistenţele înfăşurărilor se calculează în mod obişnuit la temperatura de 75°C. Rezistivitatea ρ variază cu temperatura, după relaţia :

$$\rho_\vartheta = \rho_{20}[1 + \alpha(\vartheta - 20)]. \tag{110}$$

în care ρ_{20} este rezistivitatea la 20°C, α — coeficientul de temperatură, iar ϑ — temperatura conductorului.

Valorile rezistivităţii ρ (la 20°C, respectiv la 75°C), coeficientului de temperatură α, densităţii de masă γ şi rezistenţei la întindere σ, pentru cupru electrotehnic, aluminiu şi alamă sînt cuprinse în tabela 1.4.

Tabela 1.4

Caracteristicile fizice ale materialelor conductoare utilizate în construcţia înfăşurărilor

Materialul conductorului	Rezistivitatea ρ_{20} $\Omega mm^2/m$	Coeficientul de temperatură α 1/°C	Densitatea γ kg/dm³	Rezistivitatea ρ_{75} Ω mm²/m	Rezistenţa la întindere σ N/mm²
Cupru electrotehnic	0,01784 0,01724	$3{,}81.10^{-3}$ $3{,}93.10^{-3}$	8,89	0,0215	210 la Cu moale 450 la Cu dur
Aluminiu	0,031	$3{,}7.10^{-3}$	2,70	0,0365	70...110 la Al moale 150...230 la Al dur
Alamă	0,0645	1,5		0,07	

Pierderile principale se mai pot determina din relaţia :

$$P_J = \int_{V_c} \rho J^2 dv, \tag{118}$$

V_c fiind volumul conductorului înfăşurării; dacă densitatea de curent J este constantă, pierderile principale sînt date de relaţia

$$P_J = \rho J^2 V_c. \tag{119}$$

b. **Pierderile suplimentare în înfăşurările parcurse de curenţi alternativi.** În înfăşurările parcurse de curenţi alternativi, tensiunile electromotoare induse de fluxurile de scăpări provoacă curenţi de circulaţie suplimentari, care se însumează la curentul principal din înfăşurare.

Refularea curentului într-o bară conductoare dispusă în crestătura unei maşini electrice. Fie un conductor dreptunghiular de înălţime h şi grosime b aşezat într-o crestătură cu pereţii paraleli de lărgime b_c (fig. 1.20, *a*) şi parcurs de curentul alternativ i sinusoidal în timp; cîmpul magnetic de scăpări produs de curentul i, induce în conductor un cîmp electric. În conductor se produc curenţi turbionari. Densitatea de curent rezultantă J_a este mai mare în partea superioară a conductorului dinspre exteriorul crestăturii şi mai redusă în partea interioară (fig. 1.20, *b*), producîndu-se o refulare a curentului spre suprafaţa conductorului dinspre deschiderea crestăturii.

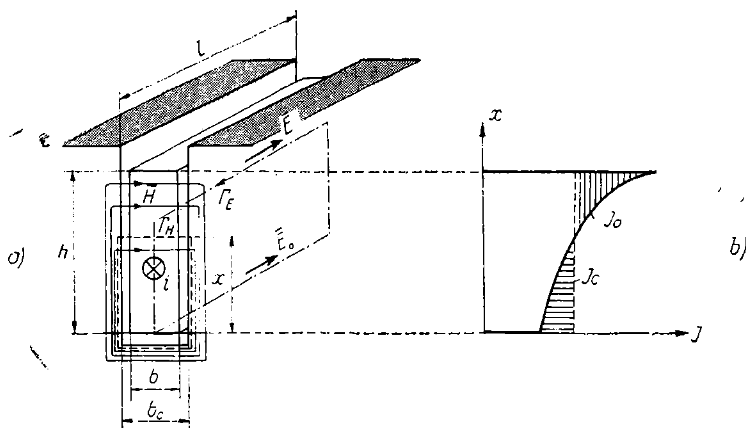


Fig. 1.20. Refularea curentului alternativ în conductorul așezat în crestătură :
a — conductorul așezat în crestătură; *b* — densitățile de curent (J_c — în curent continuu ; J_a — în curent alternativ).

Refularea curentului are ca urmare :

— creșterea pierderilor în curent alternativ;

— micșorarea cîmpului de scăpări în crestătură și, prin urmare, a inductivității de scăpări în crestătură.

Raportul dintre pierderile Joule în curent alternativ P_{Ja} și pierderile Joule în curent continuu P_{Jc}, egal cu raportul rezistențelor înfășurării în curent alternativ R_a și în curent continuu R_c, este denumit *factor de majorare a rezistenței* și se notează cu k_r; prin urmare,

$$k_r = \frac{P_{Ja}}{P_{Jc}} \equiv \frac{R_a}{R_c}. \tag{120}$$

Pierderile suplimentare în conductor sînt :

$$P_{Js} = P_{Ja} - P_{Jc}, \tag{121a}$$

sau, cu relația (120)

$$P_{Js} = (k_r - 1)P_{Jc}. \tag{121}$$

Factorul de majorare total k_{rt} în ipoteza că refularea curentului este neglijabilă în partea frontală a bobinei, este :

$$k_{rt} = \frac{k_r l_c + l_f}{l_c + l_f} = \frac{k_r + \lambda}{1 + \lambda} \tag{122}$$

în care l_c și l_f sînt lungimile porțiunilor de conductor din crestătură, respectiv frontală, iar $\lambda = l_f/l_c$.

Pentru calculul factorului de majorare a rezistenţei, trebuie să se determine cîmpul densităţii de curent rezultante. Din legea circuitului magnetic aplicată pentru un contur Γ_H care trece la distanţa x de la baza conductorului şi pe la baza crestăturii (fig. 1.20, *a*), cu neglijarea tensiunii magnetice în miezul feromagnetic, rezultă :

$$Hb_c = \int_0^x Jb\,\mathrm{d}x, \tag{123}$$

H şi J fiind funcţii de x şi t.

Din legea inducţiei electromagnetice aplicată pentru un contur închis Γ_E, care se închide în lungul conductorului (v. fig. 1.20, *a*) la distanţa x de la baza conductorului şi neglijînd tensiunea electrică în porţiunile frontale, rezultă :

$$-El + E_0 l = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_0^x Bl\,\mathrm{d}x, \tag{124}$$

E şi B fiind funcţii de x şi t.

Ecuaţiile (123) şi (124), împreună cu legea lui Ohm

$$E = \rho J \tag{125}$$

şi legea dependenţei dintre H şi B scrisă pentru spaţiul crestăturii în care permeabilitate este μ_0

$$B = \mu_0 H \tag{126}$$

formează un sistem de patru ecuaţii cu necunoscutele E, J, H şi B.

Derivînd ambii membri ai ecuaţiilor (123) şi (124) în raport cu x şi considerînd relaţiile (125) şi (126) se obţine :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = \frac{b}{b_c} J, \tag{127}$$

$$\frac{\partial J}{\partial x} = \frac{\mu_0}{\rho}\frac{\partial H}{\partial t}. \tag{128}$$

În regim armonic, H variază sinusoidal în timp şi prin aplicarea calculului în complex, rezultă următorul sistem de ecuaţii diferenţiale :

$$\frac{\mathrm{d}\underline{H}}{\mathrm{d}x} = \frac{b}{b_c}\underline{J}, \tag{129}$$

$$\frac{\mathrm{d}\underline{J}}{\mathrm{d}x} = j\omega\frac{\mu_0}{\rho}\underline{H}, \tag{130}$$

cu condiţiile la limită :

$$\underline{H}(0) = 0, \tag{131}$$

$$\int_0^h b\underline{J}\mathrm{d}x = \underline{I},$$

în care $\underline{I}$ este curentul i exprimat în complex.

Derivînd ecuația (130) în raport cu x și ținînd seama de ecuația (129), rezultă pentru $\underline{J}$ ecuația diferențială :

$$\frac{d^2\underline{J}}{dx^2} = j\omega\mu_0 \frac{1}{\rho} \frac{b}{b_c} \underline{J}, \tag{132}$$

cu soluția

$$\underline{J} = \underline{I}\gamma \frac{\text{ch}\gamma x}{b\text{sh}\gamma h}, \tag{133}$$

în care :

$$\gamma = \sqrt{j \frac{b}{b_c} \frac{\omega\mu_0}{\rho}}. \tag{134}$$

Constanta complexă γ se mai poate scrie sub forma :

$$\gamma = (1 + j)\alpha, \tag{135}$$

în care :

$$\alpha = \sqrt{\frac{b}{b_c} \frac{\omega\mu_0}{2\rho}}. \tag{136}$$

În cazul conductoarelor de cupru, pentru $b_c \approx b$ și $f = 50$ Hz și $\rho \approx 0{,}02\ \Omega\ \text{mm}^2/\text{m}$, rezultă $\alpha = 1\ \text{cm}^{-1}$.

Pierderile în porțiunea de conductor așezată în crestătură, produse de curentul sinusoidal i sînt :

$$P_{Ja} = \int_0^h \rho J^2 bl\, dx = \int_0^h \rho \underline{J}\underline{J}^* bl dx. \tag{137}$$

Introducînd pe J din relația (133) în relația (137) și ținînd seama de relația (135), rezultă :

$$P_{Ja} = \rho \frac{I^2 l}{hb} \alpha h \frac{\text{sh} 2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\text{ch}\, 2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \tag{138}$$

Deoarece pierderile în curent continuu în porțiunea de conductor dispusă în crestătură și parcursă de curentul $\underline{I}$, repartizat uniform, sînt date de expresia:

$$P_{Jc} = \rho \frac{l}{hb} I^2 \tag{139}$$

rezultă pentru factorul de majorare k_r [relația (120)] expresia

$$k_r = \varphi(\xi). \tag{140}$$

în care $\varphi(\xi) = \xi \dfrac{\text{sh}2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch}2\xi - \cos 2\xi}$, iar $\xi = \alpha h$. (141), (142)

Pentru $0 \leqslant \xi \leqslant 1$ rezultă aproximativ $\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4$, (143)

iar pentru $\xi > 2$ rezultă $\varphi(\xi) = \xi$. (144)

Refularea curentului într-o latură de bobină cu conductoare dreptunghiulare şi dispusă în crestătura cu pereţii paraleli (fig. 1.21). În cazul uzual cînd latura de bobină este formată din m conductoare suprapuse, fiecare strat avînd n conductoare alăturate, fiecare conductor fiind parcurs de acelaşi curent, factorul mediu de majorare a rezistenţei este:

$$k_{rc} = \varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi), \qquad (145)$$

în care $\varphi(\xi)$ este dată de relaţia (141), iar $\psi(\xi)$ este funcţia:

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi}; \qquad (146)$$

pentru $0 \leqslant \xi \leqslant 1$ rezultă: $\psi(\xi) \approx \frac{1}{3}\xi^4$, (146a)

iar pentru $\xi > 2$ rezultă: $\psi(\xi) \approx 2\xi$. (146b)

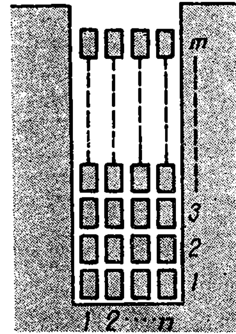


Fig. 1.21. Secţiune transversală prin latura de bobină cu $m \times n$ conductoare aşezată în crestătură.

În acest caz $\alpha = \sqrt{\frac{nb}{b_c}\frac{\omega\mu_0}{2\rho}}$, b fiind grosimea conductorului neizolat.

Pentru $0 \leqslant \xi \leqslant 1$ factorul de majorare a rezistenţei laturii de bobină cu conductoare dreptunghiulare este:

$$k_{rc} = 1 + \frac{m^2-0{,}2}{9}\xi^4; \qquad (145\ a)$$

pentru latura de bobină cu conductoare circulare, factorul ξ din relaţia (142) se calculează substituind înălţimea h cu diametrul d al conductorului; factorul k_{rc} este dat, în acest caz, de expresia:

$$k_{rc} = 1 + \frac{m^2-0{,}2}{15{,}25}\xi^4. \qquad (145b)$$

Înălţimea critică a conductorului. Deoarece factorul de majorare k_r creşte cu înălţimea conductorului, rezultă că la o anumită înălţime a conductorului, denumită *înălţime critică*, rezistenţa conductorului în curent alternativ atinge valoarea minimă. Majorînd înălţimea conductorului peste înălţimea sa critică, rezistenţa în curent alternativ creşte, fiindcă factorul de majorare creşte mai repede decît scade rezistenţa în curent continuu a conductorului.

Înălţimea critică a conductorului este:

$$h_{cr} = \frac{1{,}5}{\alpha} \qquad \text{pentru} \quad m = 1,$$

$$h_{cr} = \frac{1{,}32}{\alpha\sqrt{m}} \qquad \text{pentru} \quad m \geqslant 2.$$

Pentru conductoare din cupru ($\rho \approx 0{,}02\ \Omega\,\text{mm}^2/\text{m}$) şi presupunînd $nb/b_c = 0{,}8$, respectiv 1, înălţimile critice ale conductoarelor în cm la frecvenţa $f = 50\text{Hz}$ sînt date în tabelă 1.5.

Tabela 1.5

Înălţimea critică a conductoarelor h_{cr} cm

$m =$	1	2	3	4	5
$\frac{nb}{b_c} = 0{,}8$	1,7	1,05	0,85	0,74	0,66
$\frac{nb}{b_c} = 1$	1,5	0,93	0,76	0,66	0,59

La maşinile de puteri mari se divizează conductorul înfăşurării, iar conductoarele elementare se transpun pentru a rezulta o valoare redusă a factorului de majorare a rezistenţei; transpunerea conductoarelor este necesară pentru a rezulta aceeaşi reactanţă de scăpări pentru fiecare conductor în parte.

Factorul de majorare a rezistenţei la înfăşurările tip indus de curent continuu. Curentul i, printr-o bobină a indusului maşinii de curent continuu este alternativ (fig. 1.22); considerînd o comutaţie liniară a curentului în perioada de comutaţie T_k, curentul variază după o dreaptă.

Pentru calculul pierderilor suplimentare în înfăşurare, se descompune curba curentului în armonici; pierderile suplimentare produse de armonica ν sînt :

$$P_{Js\nu} = (k_{r\nu} - 1)RI_\nu^2, \tag{147}$$

$k_{r\nu}$ fiind factorul de majorare a rezistenţei, corespunzător armonicii ν. Pierderile suplimentare totale sînt :

$$P_{Js} = R\sum_{\nu=1}^{\infty} (k_{r\nu} - 1)I_\nu^2, \tag{147a}$$

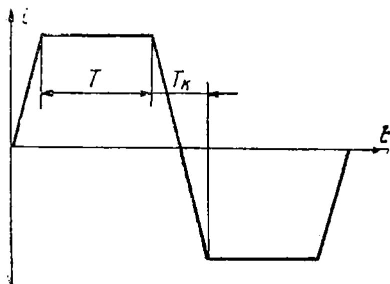


Fig. 1.22. Curba curentului printr-o bobină a indusului maşinii de curent continuu.

iar factorul de majorare a rezistenţei pentru curentul total I corespunzător porţiunii de conductor aşezată în crestătură este :

$$k_r \equiv \frac{RI^2 + P_{Js}}{RI^2} = 1 + \sum_{\nu=1}^{\infty} (k_{r\nu} - 1) \left(\frac{I_\nu}{I_1}\right)^2. \qquad (147b)$$

Prin efectuarea sumei din partea dreaptă a relaţiei (147, b) rezultă pentru factorul total de majorare a rezistenţei, expresia

$$k_r = 1 + \frac{0{,}07}{1+\lambda} \sqrt{\frac{T_1 + T_k}{T_k}}\, m^2 \xi^2, \qquad (148)$$

în care $\lambda = \frac{l_f}{l_c}$ este raportul dintre lungimea frontală a conductorului şi lungimea porţiunii de conductor din crestătură; raportul de sub radical poate fi exprimat astfel :

$$\frac{T_1 + T_k}{T_k} = \frac{\tau_k}{b_{pe} + (u-1)\, t_k},$$

în care b_{pe} este lăţimea periei, t_k — pasul lamelei la colector, τ_k — pasul polar raportat la colector $\left(\tau_k = \tau \frac{D_k}{D}\right)$, D_k fiind diametrul colectorului, iar u — numărul de bobine elementare pe crestătură.

Factorul de micşorare a permeanţei specifice de scăpări în crestătură. Datorită refulării curentului în conductorul parcurs de curent alternativ şi aşezat în crestătura unei maşini electrice, fluxul magnetic de scăpări se micşorează.

Factorul de micşorare a permeanţei specifice de scăpări în crestătură este egal cu raportul permeanţelor specifice în curent alternativ λ_{ca} şi în curent continuu λ_{cc} :

$$k_L = \frac{\lambda_{ca}}{\lambda_{cc}}, \qquad (149a)$$

sau în concordanţă cu relaţia (62).

$$k_L = \frac{\mu_0 w_b^2 l_i \lambda_{ca}}{\mu_0 w_b^2 l_i \lambda_{cc}} \frac{I^2}{I^2} = \frac{W_{ma}}{W_{mc}}, \qquad (149b)$$

în care

$$W_{ma} = \frac{1}{2} \mu_0 w_b^2 l_i \lambda_{ca} I^2$$

este energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări din crestătură din zona de înălţime egală cu înălţimea conductorului parcurs de curentul alternativ, iar

$$W_{mc} = \frac{1}{2} \mu_0 w_b^2 l_i \lambda_{cc} I^2$$

este energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări în crestătură (din aceeaşi zonă), cînd conductorul este parcurs de curent continuu (fig. 1.12, *a*).

Cîmpul magnetic de scăpări în crestătură în zona conductorului rezultă din relaţia (130) în care se introduce termenul $\mathrm{d}J/\mathrm{d}x$ [care se obţine prin derivarea relaţiei (133)]:

$$\underline{H}_{ax} = \frac{I}{b_c} \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\operatorname{sh} \gamma h} \qquad \text{pentru } 0 \leqslant x \leqslant h.$$

Energia magnetică rezultă din relaţia:

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 \int_0^h H_x^2 \, l_i \, b_c \, \mathrm{d}x.$$

Prin înlocuirea cîmpului $H_x = H_{ax}$ din relaţia precedentă, rezultă energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări cînd conductorul este parcurs de curent alternativ:

$$W_{ma} = \frac{1}{2} \mu_0 \int_0^h \underline{H}_{ax} \underline{H}_{ax}^* \, l_i \, b_c \, \mathrm{d}x = \frac{1}{2} \mu_0 l_i \frac{I^2}{b_c} \frac{1}{2\alpha} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}$$

cu $\underline{H}_{ax}^*$ — conjugata complexă a lui $\underline{H}_{ax}$, iar γ, α şi ξ definiţi de relaţiile (135), (136) respectiv (142).

Prin înlocuirea cîmpului H_x dat de relaţia (58) (cu $w_b = 1$) în relaţia energiei magnetice, rezultă energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări cînd conductorul este parcurs de curent continuu:

$$W_{mc} = \frac{1}{2} \mu_0 l_i \frac{h}{3b_c} I^2.$$

Factorul de micşorare a inductivităţii conductorului aşezat în crestătură (fig. 1.12, *a*) devine:

$$k_L = \frac{W_{ma}}{W_{mc}} = \frac{3}{2\xi} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi} = \varphi'(\xi). \tag{150}$$

Pentru $0 \leqslant \xi \leqslant 1{,}32$, relaţia (150) devine:

$$\varphi'(\xi) = 1 - \frac{8}{315} \xi^4. \tag{150a}$$

În cazul în care latura de bobină este formată din m conductoare suprapuse, pe strat fiind dispuse n conductoare alăturate şi fiecare conductor fiind parcurs de acelaşi curent, factorul mediu de micşorare a permeanţei specifice de scăpări în crestătură este:

$$k_L = \frac{1}{m^2} [\varphi'(\xi) + (m^2 - 1) \, \psi'(\xi)], \tag{151}$$

în care:

$$\psi'(\xi) = \frac{1}{\xi} \frac{\operatorname{sh} \xi + \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi + \cos \xi}.$$

Pentru $0 \leqslant \xi \leqslant 1{,}32$, rezultă aproximativ:

$$k_L = 1 - \frac{\xi^4}{30}. \tag{151a}$$

1.3.3.4. Pierderile electrice de contact

La trecerea curentului prin zona de contact între perie şi colector (la maşinile cu colector), respectiv între perie şi inel (la maşinile cu inele de contact) se produce o cădere de tensiune ΔU_p a cărei valoare depinde de densitatea şi sensul curentului, de materialul periei, de temperatură, de presiunea periei pe colector sau inel, de proprietăţile fizice şi chimice ale suprafeţei de contact; valorile căderilor de tensiune ΔU_p sînt cuprinse uzual între 0,2 V (la periile cu conţinut mare de metal) şi 2,5 V (la periile cu conţinut mare de grafit). În tabela 1.6 sînt indicate caracteristicile cîtorva perii, precum şi domeniul lor de aplicare.

Pierderile electrice de contact sînt date de expresia:

$$P_{pe} = \Delta U_p \cdot I, \tag{152}$$

în care I este valoarea efectivă a curentului total prin perii.

1.3.3.5. Pierderile mecanice şi de ventilaţie

În maşinile electrice se produc pierderi mecanice şi de ventilaţie prin frecarea în lagăre, la perii, şi prin frecarea pieselor în mişcare cu mediul de răcire. La maşinile de puteri mici şi viteză periferică redusă, răcite cu aer, pierderile de frecare cu aerul sînt mici. La maşinile de puteri mari, cu viteze periferice mari, pierderile de frecare cu mediul de răcire reprezintă cea mai mare parte a pierderilor mecanice.

a. **Pierderile în lagăre la maşinile orizontale.** În *lagărele de alunecare*, pierderile mecanice sînt date de expresia:

$$P_{fl} = 2{,}3\ l \sqrt{\eta p d \left(1 + 4\frac{d}{l}\right)} \cdot v^{1{,}5}\ \text{W}, \tag{153}$$

în care d şi l sînt diametrul şi lungimea fusului exprimate în cm;

v — viteza periferică a fusului, în m/s;

η — viscozitatea uleiului, în N.s/m², şi are valoarea cuprinsă între 0,015 şi 0,02 N.s/m²;

p — presiunea în lagăr, în N/cm².

În *lagărele de rulare*, pierderile mecanice se calculează după relaţia:

$$P_{fl} = k_r \frac{G}{d_l} v \quad \text{W}, \tag{154}$$

în care:

G — este sarcina pe lagăr, în N;

d_l — diametrul mediu al axelor rolelor lagărului, în cm;

v — viteza periferică a axului, în m/s;

k_r = 0,01 ... 0,02 la lagăre cu bile;

k_r = 0,02 ... 0,03 la lagăre cu role.

Tabela 1.6

Caracteristicile periilor utilizate la mașinile electrice

Clasa și materialul periei	Clasa	Căderea de tensiune pe perechea de perii V	Densitatea de curent A/cm²		Presiunea N/cm²	Viteza m/s		Coeficientul de frecare	Domeniul de aplicare
			Colector	Inel		Colector	Inel		
I Cărbune grafitat	K_1	2,5	3...6		1,80...3,50	12		0,30	Mașini cu comutație grea. Motoare de tracțiune
II Grafit	G_1	4,5	7		2,10...3,80	15		0,30	Mașini de curent continuu speciale
	G_4	2,5	10		1,80	25	40	0,25	Mașini de curent continuu 1...20 [kW] Mașini cu inele de contact
III Electrografit	E_1	3,5	9	10	2,10...3,80	45		0,2	Mașini rapide cu comutație grea
	E_3	3,5	11	13		40		0,25	
	E_6	—	6...9					0,20	
IV Metalografitate Cupru-grafitat	M_3	<1,5	12	18	2,80...3,80	20	25	0,25	Mașini de curent continuu de tensiune joasă
	M_5	<1,2		25	2,30		20	0,25	Mașini cu inele de contact
	M_6	<0,5		25	2,30		20	0,20	
Bronz grafitat	M_8	<0,4		20...30	2,20		20	0,25	

b. **Pierderile de frecare cu aerul.** Expresia de calcul a pierderilor de frecare cu aerul este :

$$P_{fa} = c\Omega^2 D^5 \left(1 + 5\frac{l_r}{d}\right) \quad \text{W}; \tag{155}$$

cu diametrul D şi lungimea rotorului l_r (inclusiv capetele de bobină) exprimate în cm, viteza unghiulară Ω în rad/s, constanta c are valoare (1,5 ... 3) 10^{-3}.

c. **Pierderile de frecare la perii.** Relaţia de calcul a pierderilor de frecare la perii este :

$$P_{f\,pe} = \mu\, p S_{pe} v \quad \text{W}, \tag{156}$$

în care :

μ este coeficientul de frecare (v. tabela 1.6);
p — presiunea periilor pe colector sau pe inele, în N/cm^2;
S_{pe} — suprafaţa de contact a periilor, în cm^2;
v — viteza periferică a colectorului sau a inelelor, în m/s.

d. **Pierderile de ventilaţie.** La maşinile cu autoventilaţie, puterea de ventilaţie rezultă din relaţia :

$$P_v = 1{,}1\, Qv^2 \quad \text{W}, \tag{157}$$

în care v este viteza periferică maximă a ventilatorului în m/s, iar Q este debitul de aer necesar pentru evacuarea pierderilor $\Sigma P'$ măsurat în m^3/s (pierderile care se „evacuează" de ventilator sînt pierderile în înfăşurări, pierderile la colector şi o parte din pierderile în miez; în calcul se poate considera că toate pierderile în miez sînt evacuate de ventilator) :

$$Q = \frac{\Sigma P'}{1{,}1\, \vartheta_a}; \tag{158}$$

ϑ_a este încălzirea aerului de răcire la trecerea prin maşină în °C (uzual $\vartheta_a = 15 \ldots 25$°C).

1.3.4. Forţele electromagnetice şi forţele electrodinamice de scurtcircuit în maşinile şi transformatoarele electrice.

În maşinile electrice se produc forţe tangenţiale, radiale şi axiale, care se exercită între stator şi rotor, forţe de atracţie magnetică unilaterală, forţe electrodinamice de scurtcircuit care se exercită asupra capetelor de înfăşurare.

La maşinile de puteri mici şi mijlocii de construcţie normală prezintă importanţă forţele tangenţiale, forţele radiale şi forţele de atracţie magnetică unilaterală. Pentru a calcula solicitările mecanice care se exercită asupra pieselor de consolidare a maşinii şi a verifica rezistenţa mecanică în funcţionare este necesar să se cunoască expresiile de calcul ale acestor forţe.

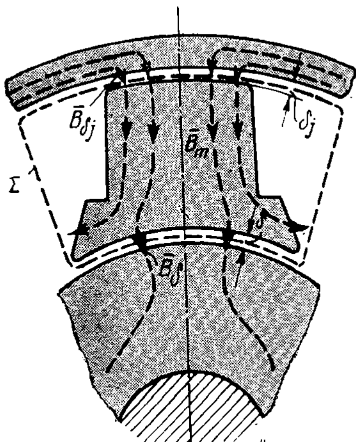


Fig. 1.23. Explicativă pentru calculul forței de atracție radială.

La proiectarea transformatoarelor prezintă importanță calculul forțelor electrodinamice de scurtcircuit, axiale și radiale, care se exercită asupra înfășurărilor la scurtcircuitul brusc al transformatorului.

1.3.4.1. Forțele electromagnetice în mașinile electrice

a. **Forța electromagnetică tangențială** [7]. Forța tangențială pe pol al cărei moment este momentul cuplului util al mașinii este:

$$F_t = \frac{M_{max}}{pD}. \tag{159}$$

Cuplul maxim M_{max} depinde de cuplul nominal M_n al mașinii și de capacitatea de supraîncărcare

$$M_{max} = kM_n; \tag{160}$$

la motoare, capacitatea de supraîncărcare are valori între limitele $k = 2 ... 2{,}5$, iar la generatoare $k = 1{,}2 ... 1{,}8$.

b. **Forța de atracție electromagnetică radială care se exercită asupra polilor ieșiți.** În mașinile electrice cu poli inductori ieșiți (mașina de curent continuu și mașina sincronă cu polii ieșiți) se exercită o forță electromagnetică radială de atracție a polului spre jugul inductor (în sensul în care la o deplasare virtuală a polului inductor, energia magnetică scade cînd cîmpul magnetic este menținut constant). Pentru calculul acestei forțe, se aplică mai jos teorema forțelor generalizate; în acest scop se calculează energia magnetică din întrefier, în funcție de inducția magnetică.

Fie δ_j și δ lărgimile întrefierului dintre un pol inductor și jug, respectiv dintre pol și rotor (fig. 1.23); lărgimea totală δ_0 a întrefierului este constantă și egală cu suma întrefierurilor parțiale δ și δ_j

$$\delta_0 = \delta + \delta_j. \tag{161}$$

Fie B_δ şi B_{δ_j} inducţiile magnetice în cele două zone; energia magnetică totală (în ipoteza că intensitatea cîmpului magnetic în miezul feromagnetic este neglijabilă) se calculează după relaţia :

$$W = \frac{1}{2\mu_0} B_\delta^2 \alpha_i \tau l_i \delta + \frac{1}{2\mu_0} B_{\delta_j}^2 S_m \delta_j, \tag{162}$$

în care S_m este aria secţiunii miezului.

Din legea fluxului magnetic aplicată suprafeţei închise Σ care trece prin întrefierul δ, spaţiul dintre poli şi întrefierul δ_j, rezultă :

$$B_\delta \alpha_i \tau l_i = B_m S_m - \Phi_\sigma, \tag{163}$$

în care Φ_σ este fluxul de scăpări al polului, iar $B_m \approx B_{\delta_j}$. Dacă se notează coeficientul de scăpări cu :

$$\sigma = \frac{\Phi_\sigma}{B_\delta \alpha_i \tau l_i} \tag{164}$$

şi raportul inducţiilor magnetice în miez şi în întrefierul δ cu

$$\gamma = \frac{B_m}{B_\delta}, \tag{165}$$

rezultă :

$$B_m^2 = B_\delta^2 \gamma (1 + \sigma) \frac{\alpha_i \tau l_i}{S_m}. \tag{166}$$

Cu această expresie a pătratului inducţiei magnetice din miez şi ţinînd seama de relaţia (161), energia magnetică totală dată de relaţia (162), se poate scrie astfel :

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \alpha_i \tau l_i B_\delta^2 [\delta + \gamma(1 + \sigma)(\delta_0 - \delta)]. \tag{167}$$

Forţa de atracţie magnetică radială care se exercită asupra polului este :

$$F \equiv -\left(\frac{\partial W}{\partial \delta}\right)_{B_\delta = \text{const}} = \frac{1}{2\mu_0} \alpha_i \tau l_i B_\delta^2 [\gamma(1 + \sigma) - 1]. \tag{168}$$

c. **Forţa de atracţie magnetică unilaterală** [11]. Într-o maşină electrică rotorul poate ocupa o poziţie excentrică faţă de stator, datorită construcţiei, uzurii lagărelor sau săgeţii axului; rotorul fiind feromagnetic este supus unor forţe de atracţie magnetică unilaterală; acestea contribuie la creşterea corespunzătoare a solicitărilor mecanice ale axului şi lagărelor.

Forţa de atracţie magnetică unilaterală la maşinile avînd $p \geqslant 2$. În figura 1.24 s-a reprezentat o maşină tetrapolară în două poziţii extreme ale polilor faţă de verticală (axa cu probabilitatea mai mare, după care poate avea loc excentricitatea). La aceeaşi excentricitate a rotorului faţă de axa statorului, forţa de atracţie magnetică unilaterală este mai mică în cazul în care axa

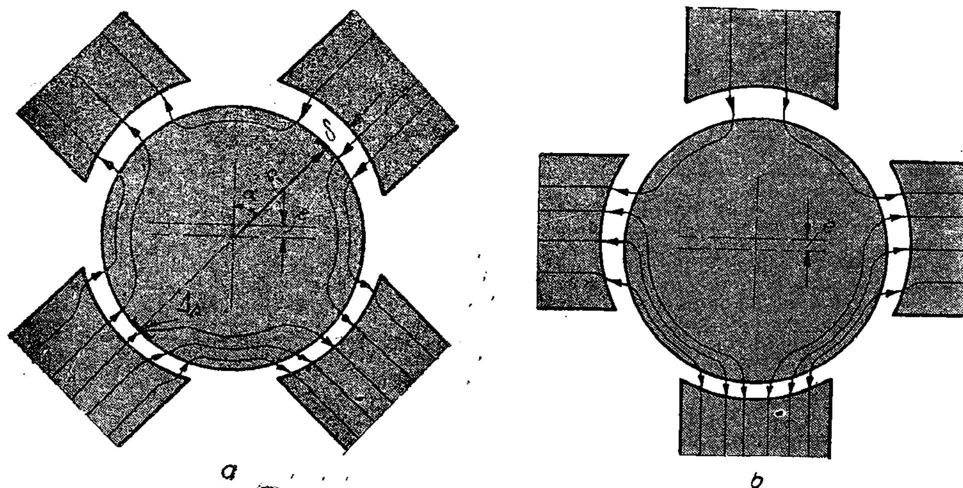


Fig. 1.24. Poziția polilor inductori la mașina tetrapolară în raport cu axa excentricității: *a* — axa excentricității coincide cu o axă neutră a polilor; *b* — axa excentricității coincide cu axa polilor.

după care se produce excentricitatea coincide cu una din axele neutre ale polilor (fig. 1.24, *a*), decît în cazul în care coincide cu axa polilor inductori (fig. 1.24, *b*). De aceea mai jos se examinează numai prima soluție constructivă care se adoptă uzual în practică și se determină forța de atracție magnetică unilaterală prin aplicarea teoremei forțelor generalizate; în acest scop se calculează mai întîi energia magnetică din întrefier.

Se presupune că lărgimea întrefierului variază după relația:

$$\delta_\alpha = \delta + e\cos\alpha \qquad (169)$$

în care: δ este lărgimea întrefierului în absența excentricității e a rotorului;
δ_α — lărgimea întrefierului la unghiul α cînd excentricitatea rotorului față de stator e este maximă (fig. 1.24).

În ipoteza că se neglijează saturația și se consideră indusul neted, energia magnetică în două elemente de volum $\Delta v = l_i\,\delta\Delta s$ diametral opuse (fig. 1.24, *a*) este:

$$dW = \frac{1}{2\mu_0} l_i\{(\delta + e\cos\alpha)\,B^2_{\delta,\alpha} + [\delta + e\cos(\pi+\alpha)]\,B^2_{\delta,\pi+\alpha}\}\,ds; \qquad (170)$$

de unde se obține cu $ds = R d\alpha$:

$$dW = \frac{1}{2\mu_0} l_i R[\delta(B^2_{\delta,\alpha} + B^2_{\delta,\pi+\alpha}) + (B^2_{\delta,\alpha} - B^2_{\delta,\pi+\alpha})\,e\cos\alpha]\,d\alpha. \qquad (171)$$

Forța care se exercită asupra rotorului este:

$$F_{au} = \int_0^\pi -\left(\frac{\partial dW}{\partial e}\right)_{B_\delta=\text{const}} = \frac{1}{2\mu_0} l_i R\int_0^\pi (B^2_{\delta,\pi+\alpha} - B^2_{\delta,\alpha})\cos\alpha\,d\alpha. \qquad (172)$$

Se consideră inducţia magnetică sinusoidală în întrefierul maşinii :

$$B_{\delta,\alpha} = B_\delta \sin p\alpha, \tag{173}$$

p fiind numărul de perechi de poli ai maşinii; rezultă astfel :

$$B^2_{\delta,\pi+\alpha} - B^2_{\delta,\alpha} \equiv (B_{\delta,\pi+\alpha} + B_{\delta,\alpha})(B_{\delta,\pi+\alpha} - B_{\delta,\alpha}) \approx 4\frac{e}{\delta} B^2_{\delta,\alpha} \cos\alpha, \tag{174}$$

deoarece

$$B_{\delta,\pi+\alpha} + B_{\delta,\alpha} \approx 2 B_{\delta,\alpha}, \tag{175}$$

iar

$$B_{\delta,\pi+\alpha} - B_{\delta,\alpha} = \frac{\mu_0 F_\delta}{\delta + e\cos(\pi+\alpha)} - \frac{\mu_0 F_\delta}{\delta + e\cos\alpha} \approx 2\frac{\mu_0 F_\delta}{\delta^2} e\cos\alpha = 2 B_{\delta,\alpha}\frac{e}{\delta}\cos\alpha, \tag{176}$$

F_δ fiind tensiunea magnetică din întrefier.

Prin urmare, ţinînd seama de relaţiile (173) şi (174), din relaţia (172), se obţine :

$$F_{au} = \frac{1}{2\mu_0}\frac{D}{2} l_i \int_0^\pi 4\frac{e}{\delta} B^2_\delta \cos^2\alpha \sin^2 p\alpha \, d\alpha; \tag{177}$$

de unde rezultă :

$$F_{au} = \frac{1}{4\mu_0}\pi D l_i \frac{e}{\delta} B^2_\delta. \tag{178}$$

Forţa de atracţie magnetică unilaterală la maşina bipolară. Dacă se neglijează fluxul de scăpări şi saturaţia, forţa de atracţie magnetică unilaterală este nulă cînd axa polilor coincide cu axa după care se produce excentricitatea maximă; în cazul în care axa neutră a polilor coincide cu axa după care are loc excentricitatea maximă, forţa de atracţie magnetică unilaterală rezultă din relaţia (177), în care se introduce $p = 1$.

$$F_{au} = \frac{1}{2\mu_0}\frac{D}{2} l_i \int_0^\pi 4\frac{e}{\delta} B^2_\delta \cos^2\alpha \sin^2\alpha \, d\alpha, \tag{179}$$

de unde rezultă :

$$F_{au} = \frac{1}{8\mu_0}\pi D l_i \frac{e}{\delta} B^2_\delta. \tag{180}$$

Calculul forţei de atracţie magnetică unilaterală totală. Expresiile (178) şi (180) ale forţelor de atracţie magnetică unilaterală nu ţin seama de saturaţie şi de influenţa cîmpului de scăpări. Datorită saturaţiei, forţa de atracţie magnetică unilaterală scade. Influenţa cîmpului de scăpări apare îndeosebi la maşinile cu număr mic de poli; forţa de atracţie magnetică unilaterală rezultă mai mare cînd se consideră şi fluxul de scăpări.

Pentru calculul forţei de atracţie magnetică unilaterală trebuie cunoscută excentricitatea iniţială maximă statică a rotorului; în tabela 1.7 sînt date valori orientative ale excentricităţii e_m (produsă în urma uzurii şi a inexactităţilor de montaj), în funcţie de diametrul fusului şi tipul lagărului.

Tabela 1.7

Excentricitatea datorită uzurii şi jocului în lagăre

	Lagăre de alunecare			Lagăre de rulare		
Diametrul fusului, mm	41—80	81—120	121—180	41—80	81—120	121—180
Excentricitatea e_m, mm	0,3	0,4	0,5	0,25	0,3	0,35

Datorită excentricităţii iniţiale $e_0 = e_m + f$ (în care f este săgeata statică a axului în absenţa excentricităţii) apare forţa de atracţie magnetică unilaterală

$$F_{au0} = k_0 e_0, \tag{181}$$

în care k_0 rezultă din relaţiile (178), respectiv (180):

$k_0 = \frac{1}{4\mu_0} \pi D l_i \frac{1}{\delta} B_\delta^2$ la maşinile avînd $p \geqslant 2$,

$k_0 = \frac{1}{8\mu_0} \pi D l_i \frac{1}{\delta} B_\delta^2$ la maşinile bipolare, avînd axa polilor în planul orizontal.

Sub influenţa forţei F_{au0} săgeata axului creşte cu mărimea

$$f' = \frac{F_{au0}}{k}, \tag{182}$$

în care k este rigiditatea mecanică a axului; creşte din nou excentricitatea de la e_0 la $e' = e_0 + f'$ şi creşte corespunzător forţa de atracţie magnetică unilaterală cu:

$$F'_{au} = F_{au0} \frac{f'}{e_0}, \tag{183}$$

care provoacă creşterea săgeţii cu:

$$f'' \equiv \frac{F'_{au}}{k} = \frac{f'}{e_0} f' \quad \text{ş.a.m.d.} \tag{184}$$

Săgeata totală f_δ datorită forţei de atracţie magnetică unilaterală (în ipoteza că $f'/e_0 < 1$) este:

$$f_\delta = f' + f'' + \ldots = f'\left[1 + \frac{f'}{e_0} + \left(\frac{f'}{e_0}\right)^2 + \ldots\right] = f' \frac{1}{1 - \frac{f'}{e_0}}. \tag{185}$$

Ţinînd seama de relaţiile (181) şi (182) rezultă :

$$f_\delta = e_0 \frac{k_0}{k - k_0}, \tag{186}$$

încît excentricitatea totală este

$$e = e_m + f + f_\delta; \tag{187}$$

în prezenţa acestei excentricităţi se produce forţa de atracţie magnetică unilaterală rezultantă.

1.3.4.2. Forţele electrodinamice de scurtcircuit în transformatoare

La apariţia unui scurtcircuit brusc la bornele unui transformator în regim de funcţionare, curenţii prin înfăşurări ating valori foarte mari în raport cu valorile lor nominale, creşte cîmpul magnetic de scăpări din spaţiul înfăşurărilor. Datorită interacţiunii dintre cîmpul magnetic de scăpări şi curenţii prin înfăşurări, se produc forţe electrodinamice însemnate care solicită mecanic înfăşurările transformatorului. Pentru calculul solicitărilor mecanice ale conductoarelor şi izolaţiei înfăşurării este necesară stabilirea expresiilor de calcul ale acestor forţe.

Fie un transformator monofazat cu înfăşurări cilindrice.

Cîmpul magnetic de scăpări $\mathbf{B}_\sigma$ se poate descompune în două componente (v. fig. 1.25)

$$\mathbf{B}_\sigma = \mathbf{B}_r + \mathbf{B}_a, \tag{188}$$

unde :

$\mathbf{B}_r$ este componenta radială a inducţiei magnetice, iar $\mathbf{B}_a$ este componenta axială.

Prin interacţiunea componentei axiale $\mathbf{B}_a$ a cîmpului cu curenţii prin înfăşurări se produc forţele radiale $\mathbf{F}_r$, care solicită la întindere înfăşurarea exterioară şi la comprimare înfăşurarea interioară; elementul de forţă $\mathbf{dF}_r$ rezultă din relaţia

$$\mathbf{dF}_r = i\,[\mathbf{dl} \times \mathbf{B}_a], \tag{189}$$

$\mathbf{dl}$ fiind un element de conductor parcurs de curentul i (fig. 1.25). Forţa radială este repartizată aproape uniform de-a lungul unei spire a înfăşurării.

Prin interacţiunea componentei radiale a cîmpului de scăpări $\mathbf{B}_r$ cu curenţii prin înfăşurări se produc forţele axiale $\mathbf{F}_a$, care solicită la comprimare ambele înfăşurări, elementul de forţă fiind dat de relaţia :

$$\mathbf{dF}_a = i\,[\mathbf{dl} \times \mathbf{B}_r]; \tag{190}$$

forţa axială este repartizată neuniform atît de-a lungul spirei, cît şi după înălţimea înfăşurării.

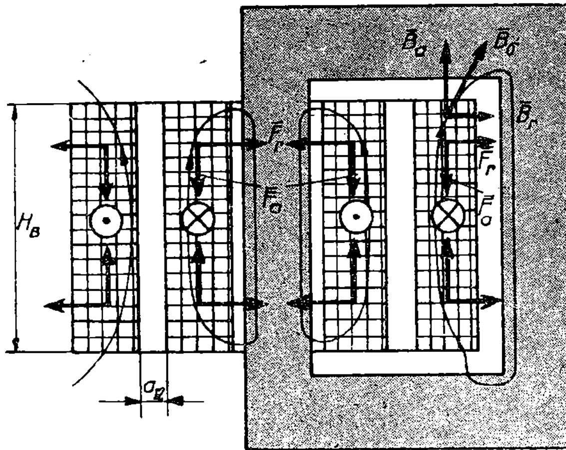


Fig. 1.25. Descompunerea cîmpului de scăpări și componentele forțelor în transformator.

a. **Forța radială.** Pentru stabilirea expresiei forței radiale, se aplică teorema forțelor generalizate. Energia magnetică în spațiul înfășurărilor este:

$$W_m = \frac{1}{2} L_\sigma i^2 \tag{191}$$

în care:

L_σ este inductivitatea de scăpări a transformatorului dată de relația (94);
i — curentul prin înfășurarea la care este raportată inductivitatea L_σ.

Pentru determinarea forței radiale se presupune o deplasare virtuală a înfășurărilor în direcție radială, în urma căreia variază distanța a_{12} dintre înfășurări; conform teoremei forțelor generalizate rezultă:

$$F_r = \left(\frac{\partial W_m}{\partial a_{12}}\right)_{i=\text{const}}; \tag{192}$$

cu relațiile (191) și (94) se obține:

$$F_r = \frac{1}{2} \mu_0 w^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R i^2 \frac{\partial}{\partial a_{12}} \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right),$$

de unde rezultă:

$$F_r = \frac{1}{2} \mu_0 w^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R i^2. \tag{193}$$

Din relația de mai sus se calculează valoarea forței radiale rezultante, care se exercită asupra unei înfășurări a transformatorului.

b. **Forța axială** [35], [36]. La *înfășurările de înălțimi egale și repartizate uniform* se produc numai forțe axiale de comprimare, a căror expresie se sta-

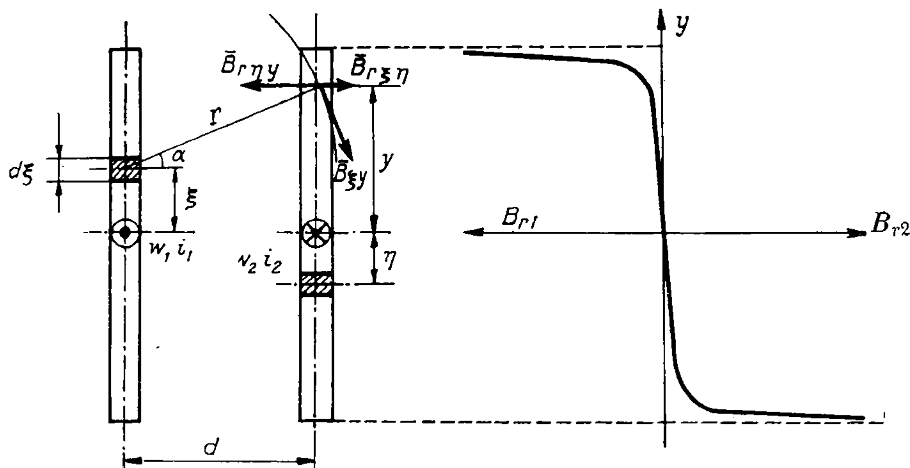


Fig. 1.26. Determinarea componentei radiale a cîmpului de scăpări la înfăşurări de înălţimi egale şi dispuse simetric.

bileşte pornind de la teorema forţelor generalizate. Pentru determinarea forţei axiale se presupune o deplasare virtuală a înfăşurărilor în direcţie axială, în urma căreia variază înălţimea H_B a înfăşurărilor. Cu expresia (191) a energiei magnetice şi expresia (94) a inductivităţii de scăpări rezultă :

$$F_a = \left(\frac{\partial W_m}{\partial H_B}\right)_{i=const} = -\frac{1}{2}\,\mu_0 w^2\,\frac{\pi D_m}{H_B^2}\left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) k_R i^2. \qquad (194)$$

Prin urmare, valoarea absolută a forţei axiale este :

$$F_a = \frac{1}{2}\,\mu_0 w^2\,\frac{\pi D_m}{H_B^2}\left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) k_R i^2. \qquad (195)$$

Raportul dintre forţa axială F_a şi forţa radială F_r este :

$$\frac{F_a}{F_r} = \frac{a_{12} + \dfrac{a_1 + a_2}{3}}{H_B}. \qquad (196)$$

Pentru a determina curba densităţii forţei în raport cu înălţimea înfăşurării, se poate neglija influenţa curburii înfăşurării şi se echivalează înfăşurările prin două benzi conductoare, paralele, infinit subţiri, parcurse de curenţii $w_1 i_1$, respectiv $w_2 i_2$ şi dispuse la distanţa d una faţă de alta (fig. 1.26).

Componenta radială rezultantă a cîmpului magnetic produsă în punctul y (de exemplu al înfăşurării 2) de elementele de solenaţie $\frac{w_1 i_1}{H_B}\,d\xi$ şi $\frac{w_2 i_2}{H_B}\,d\eta$, este :

$$dB_{ry} = dB_{r\xi y} + dB_{r\eta y} = \mu_0\,\frac{w_1 i_1}{H_B}\,\frac{1}{2\pi r}\,\sin\alpha\,d\xi + \mu_0\,\frac{w_2 i_2}{H_B}\,\frac{1}{2\pi(y-\eta)}\,d\eta\,; \qquad (197)$$

prin integrare și observînd că la scurtcircuit $w_1 i_1 \approx w_2 i_2$, rezultă

$$B_{ry} = \mu_0 \frac{w_1 i_1}{H_B} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{d^2 + \left(y + \frac{H_B}{2}\right)^2 \left(y + \frac{H_B}{2}\right)^2}{d^2 + \left(y - \frac{H_B}{2}\right)^2 \left(y - \frac{H_B}{2}\right)^2}. \tag{198}$$

Curba componentei radiale B_{ry} este reprezentată grafic în figura 1.26, partea dreaptă (s-a notat cu B_{r1} componenta radială a cîmpului magnetic în zona înfășurării 1, iar cu B_{r2} componenta radială în zona înfășurării 2).

Conform relației (190), curba componentei radiale a cîmpului magnetic reprezintă la altă scară și curba densității de forță.

În general, *solenația rezultantă* printr-o suprafață deschisă cuprinsă între jugul miezului feromagnetic și o linie de cîmp dusă prin punctul de coordonată y după înălțimea bobinelor *este diferită de zero*, *datorită înălțimilor inegale ale înfășurărilor primare și secundare* și mai ales *datorită dispunerii neuniforme a porțiunii de înfășurare destinată reglajului tensiunii*. De aceea, componenta radială a cîmpului magnetic, respectiv forțele radiale, se calculează în funcție de distribuția înfășurării de-a lungul coloanei. Cîmpul magnetic radial B_r este egal cu suma a două componente : componenta B_{ru} calculată după relația (198) în ipoteza că păturile de curent ale înfășurărilor sînt repartizate uniform și componenta B_{rd_y} datorită păturii de curent reziduale,

$$B_{rd_y} = \mu_0 \int_0^y \frac{A_r}{l_c}\, \mathrm{d}y; \tag{199}$$

pătura de curent reziduală A_r este egală cu suma algebrică a păturilor de curent locale ale înfășurărilor primare și secundare

$$A_r = A_2 - A_1.$$

Densitatea de forță axială f_y produsă de cîmpul magnetic radial rezultă din relația :

$$f_y = w_y \pi D_m i B_r, \tag{200}$$

în care w_y este densitatea liniară de spire.

Forța axială care acționează asupra unei porțiuni de înfășurare cuprinsă în intervalul $y_k - y_{k-1}$, rezultă prin efectuarea integralei curbei densității de forță :

$$F_{k-1,\,k} = \int_{y_{k-1}}^{y_k} f_y\, \mathrm{d}y, \tag{201, a}$$

iar forța de deplasare axială F_{da} a înfășurărilor una față de cealaltă (care apare la înfășurările dispuse asimetric pe coloană) rezultă din relația :

$$F_{da} = \int_0^{H_B} f_y \mathrm{d}y. \tag{201, b}$$

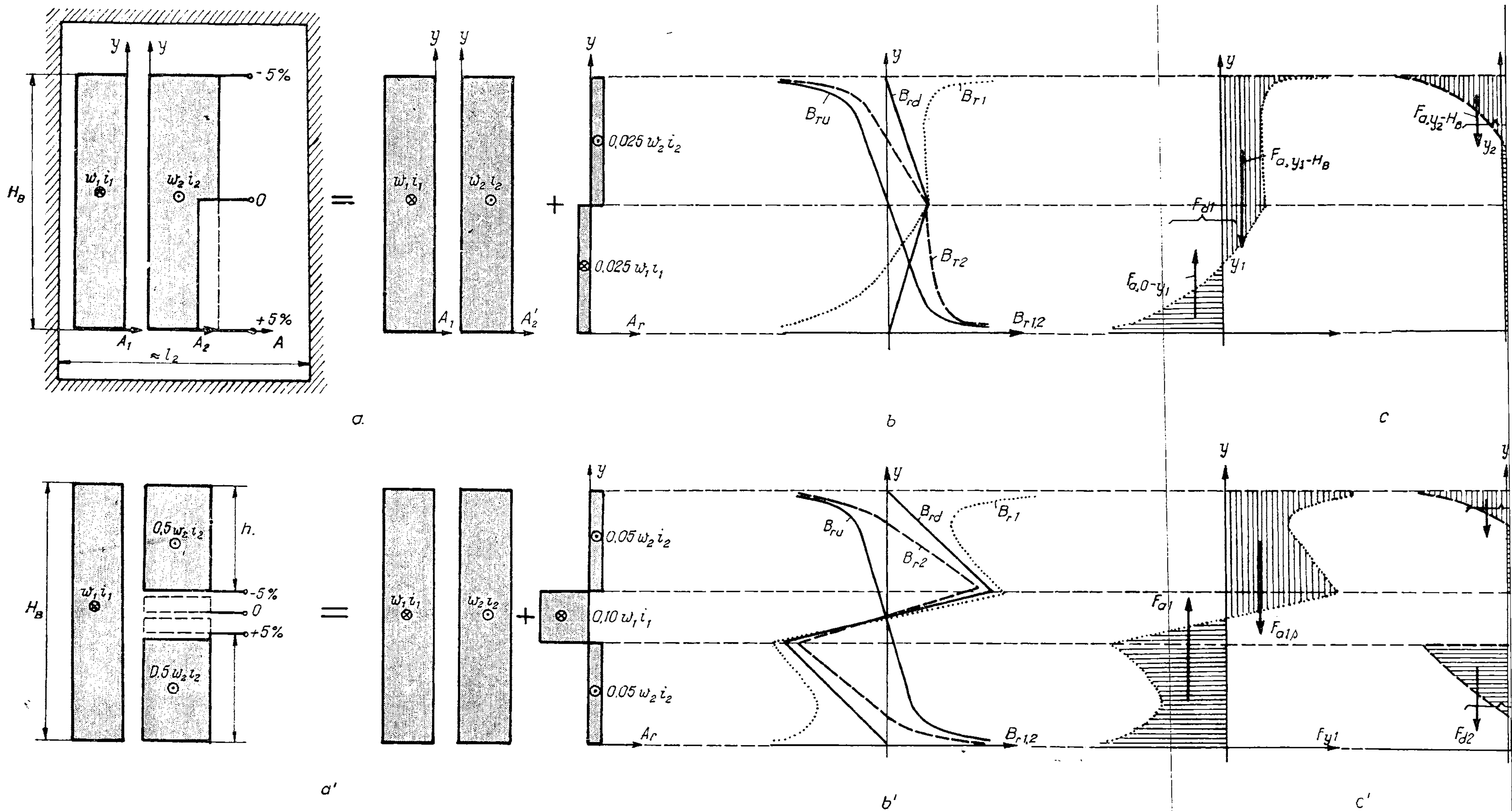


Fig. 1.27. Determinarea componentei radiale a cîmpului magnetic de scăpări la înfăşurări repartizate nesimetric:
a — descompunerea solenaţiilor repartizate neuniform; *b* — curbele cîmpului magnetic radial; B_{rs} — componenta datorită înfăşurărilor simetrice; B_{ra} — componenta datorită porţiunii asimetrice a înfăşurărilor; B_{r1} ponenta radială rezultantă; *c* — curbele forţelor.

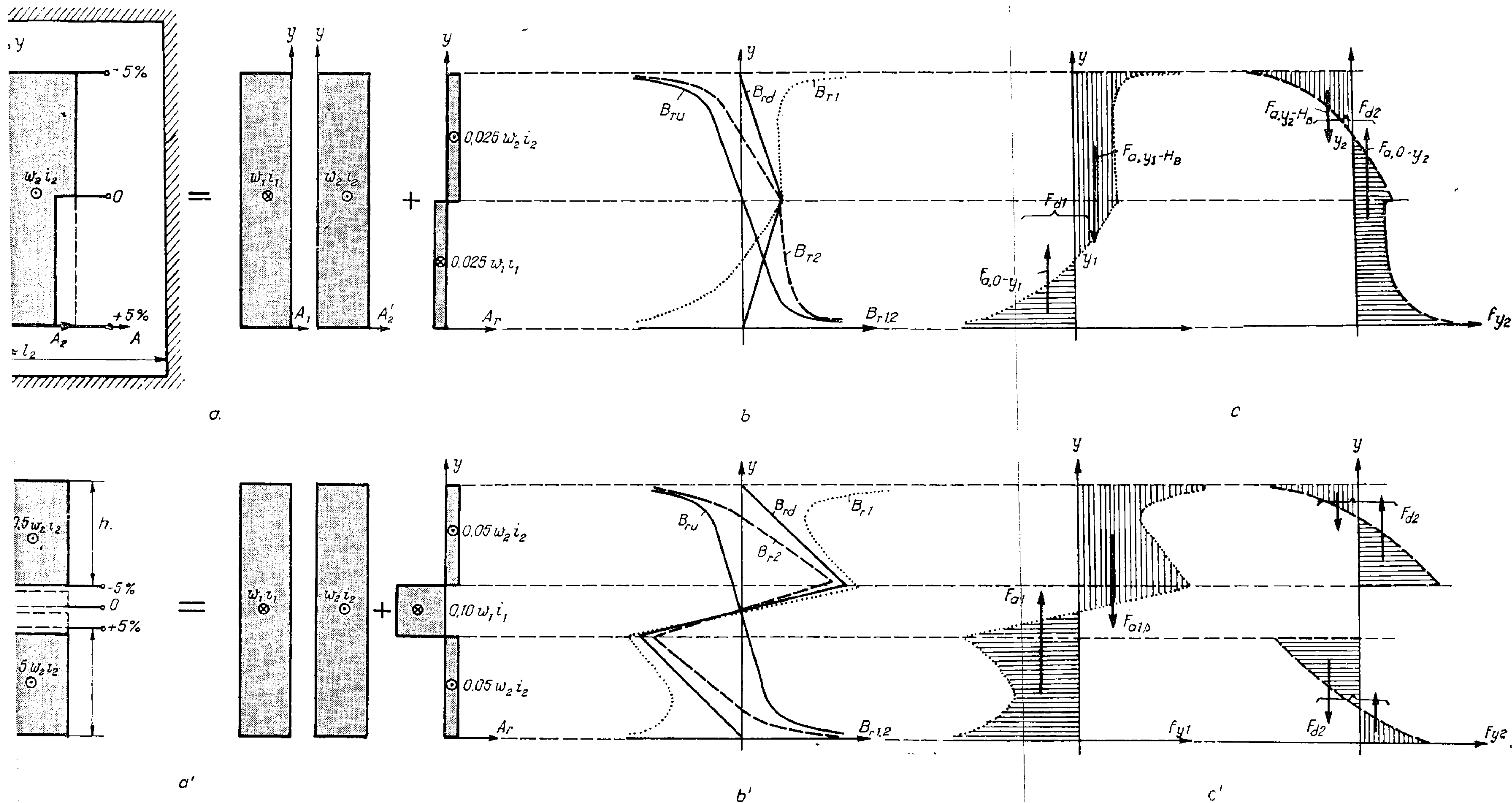


Fig. 1.27. Determinarea componentei radiale a cîmpului magnetic de scăpări la înfăşurări repartizate nesimetric:
[a — c]ompunerea solenaţiilor repartizate neuniform; b — curbele cîmpului magnetic radial; B_{rs} — componenta datorită înfăşurărilor simetrice; B_{ra} — componenta datorită porţiunii asimetrice a înfăşurărilor; $B_{r1,2}$ — componenta radială rezultantă; c — curbele forţelor.

În figura 1.27,*a* s-a considerat cazul particular al transformatorului cu reglajul tensiunii în trepte de $\pm$ 5%; înfăşurarea de joasă tensiune este repartizată uniform (curba densităţii de curent $A_1 = \frac{w_1 i_1}{H_B}$ = const.), iar înfăşurarea de înaltă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 2) au prizele de reglaj scoase din ultimul strat. S-a presupus cazul funcţionării transformatorului pe priza nominală 0 (cînd apare o simetrie a înfăşurărilor). Curba păturii de curent a înfăşurării repartizate neuniform rezultă din produsul densităţii liniare de spire a înfăşurării şi curentul care parcurge înfăşurarea; se descompune înfăşurarea în zone distincte în care densitatea liniară de spire, respectiv pătura de curent este constantă şi, în baza relaţiei:

$$A_{k-1,k} = \frac{w_{k-1,k} i}{y_{k-1} - y_k}$$

se determină pătura de curent în fiecare zonă.

În figura 1.27,*a* s-a indicat descompunerea grafică a curbei păturii de curent A_2 definită astfel:

$$A_2 = \frac{0{,}95\, w_2 i_2}{H_B} \qquad \text{pentru } 0 \leqslant y \leqslant H_B/2,$$

$$A_2 = \frac{1{,}05\, w_2 i_2}{H_B} \qquad \text{pentru } H_{B/2} \leqslant y \leqslant H_B,$$

în două componente dintre care o curbă $A'_2 = -A_1$ invariabilă cu coordonata y, iar a doua, notată cu A_r, rezultată din relaţia:

$$A_r = A_2 - A'_2,$$

care, în cazul considerat (cu sensurile pozitive acceptate în fig. 1.27), are valoarea:

$$A_r = -\frac{0{,}05\, w_2 i_2}{H_B}, \qquad \text{pentru } 0 \leqslant y \leqslant H_B/2,$$

$$A_r = \frac{0{,}05\, w_2 i_2}{H_B}, \qquad \text{pentru } \frac{H_B}{2} \leqslant y \leqslant H_B.$$

Componenta B_{rd} a cîmpului magnetic radial datorită păturii de curent reziduale, în ipoteza că lungimea l_c a liniei de cîmp este constantă, rezultă din relaţia (199):

$$B_{rdy} = \mu_0 \frac{0{,}05\, w_2 i_2}{l_c H_B} y, \qquad \text{pentru } 0 \leqslant y \leqslant H_B/2,$$

$$B_{rdy} = \mu_0 \frac{0{,}05\, w_2 i_2}{l_c H_B} (H_B - y), \qquad \text{pentru } H_{B/2} \leqslant y \leqslant H_B.$$

Prin însumarea componentelor cîmpului magnetic radial (v. fig. 1.27, *b*) rezultă cîmpul magnetic radial B_{r1} şi B_{r2} din zona celor două înfăşurări; de observat că:

$$B_{r1} = B_{rd} - B_{ru},$$

iar

$$B_{r2} = B_{rd} + B_{ru}.$$

Curbele B_{r1} şi B_{r2} reprezintă la scara care rezultă din relaţia (200) şi curba densităţilor de forţă (v. fig. 1.27,*c*); discontinuitatea din curba densităţii liniare de forţă f_{y2} provine din discontinuitatea curbei păturii de curent a înfăşurării datorită prizei de reglaj.

Forţele axiale rezultante sînt proporţionale cu suprafaţa delimitată de curbă şi axa ordonatelor (conform relaţiei 201, *a*) şi au sensurile menţionate în figura 1.27, *c*, iar forţele axiale de deplasare sînt egale cu suma algebrică a forţelor axiale care acţionează asupra aceleiaşi înfăşurări.

În figura 1.27, *a'* s-a considerat cazul particular al transformatorului cu reglajul tensiunii în trepte de $\pm$ 5%; înfăşurarea de joasă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 1) este repartizată uniform, iar înfăşurarea de înaltă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 2) de tipul înfăşurărilor în galeţi are prizele de reglaj scoase de la mijlocul înfăşurării. În ipoteza că transformatorul este conectat pe priza de — 5%, pătura de curent reziduală are valoarea maximă, şi anume (v. fig. 1.27, *a'*):

$$A_r = \frac{0{,}05\, w_2 i_2}{h}, \qquad \text{pentru } 0 \leqslant y \leqslant h \text{ şi } H_B - h \leqslant y \leqslant H_B$$

$$A_r = -\frac{0{,}10\, w_2 i_2}{H_B - 2h}, \qquad \text{pentru } h \leqslant y \leqslant H_B - h.$$

Componentele cîmpului radial, cîmpul magnetic radial rezultant şi forţele axiale se calculează la fel ca în cazul anterior.

1.3.5. Încălzirea maşinilor şi a transformatoarelor electrice [14]

Pierderile totale în maşinile şi transformatoarele electrice, care se dezvoltă în principal în părţile active ale maşinii (înfăşurările şi miezul feromagnetic) se transformă în căldură; transmisia căldurii de la corpurile în care se produce la mediul de răcire, are loc o dată cu creşterea încălzirii corpului faţă de mediul ambiant.

Încălzirea unui corp este prin definiţie diferenţa dintre temperatura corpului şi temperatura mediului ambiant. În maşinile şi transformatoarele electrice, determinarea încălzirilor medii şi maxime a înfăşurărilor şi a miezului prezintă importanţă, deoarece de acestea depinde în general durata de funcţionare a izolaţiei (respectiv a maşinii), adică durata în care izolaţia îşi menţine caracteristicile electrice şi mecanice în limite admisibile.

Încălzirea maxim admisibilă a maşinilor şi transformatoarelor electrice este standardizată în funcţie de clasa de izolaţie a maşinii (v. STAS 1893-65).

La proiectarea maşinilor şi transformatoarelor se calculează încălzirile medii şi maxime pentru regimul continuu. Spre deosebire de alte probleme tehnice de proiectare, rezolvarea completă a problemei încălzirii nu este încheiată prin predeterminarea încălzirii prin calcul; datorită influenţei mari pe care o are procesul tehnologic asupra coeficienţilor de transmisie a căldurii, determinarea experimentală a încălzirii reprezintă o probă experimentală necesară.

1.3.5.1. Transmisia căldurii în maşini şi transformatoare

De la conductoarele înfăşurării, respectiv de la tolele miezului feromagnetic, căldura se transmite spre suprafaţa bobinelor, respectiv spre suprafaţa miezului datorită fenomenului de conducţie termică. În interiorul înfăşurării, transmisia căldurii între mijlocul bobinei şi părţile sale frontale are loc prin conducţie termică.

Transmisia căldurii prin mediile fluide de răcire (aer, apă, ulei etc.) se face prin fenomenul de convecţie termică şi radiaţie.

a. **Transmisia căldurii prin conducţie.** În regim staţionar, căldura q transmisă prin conducţie în unitate de timp şi prin unitate de suprafaţă printr-un perete pasiv (în care nu se produc pierderi) (fig. 1.28) de grosime Δ şi conductivitate termică λ, avînd temperatura pe o suprafaţă ϑ_2 iar pe cealaltă ϑ_1 (astfel încît $\vartheta_1 < \vartheta_2$), se calculează după relaţia :

$$q = \lambda \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\Delta}. \tag{202}$$

În regim tranzitoriu, în cazul transmisiei căldurii prin conducţie după o singură direcţie, un element infinitezimal (fig. 1.29) dintr-un corp în care se transformă în căldură pierderile $p\mathrm{d}v$ primeşte căldura $\delta q \cdot \mathrm{d}A$ pe una din feţele sale şi cedează căldura $\left(\delta q + \frac{\partial \delta q}{\partial x}\mathrm{d}x\right)\mathrm{d}A$ prin faţa opusă; o parte din căldura totală este înmagazinată în elementul de volum prin încălzirea acestuia, iar o parte este transmisă prin conducţie termică. Prin urmare, din bilanţul termic rezultă :

$$\left(\delta q + \frac{\partial \delta q}{\partial x}\mathrm{d}x\right)\mathrm{d}A - \delta q \mathrm{d}A + p\mathrm{d}v = c\gamma \frac{\mathrm{d}\vartheta}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}v, \tag{203}$$

în care c este căldura specifică, iar γ densitatea corpului.

Căldura transmisă prin conducţie, prin unitatea de suprafaţă este :

$$\delta q = \lambda \frac{\mathrm{d}\vartheta}{\mathrm{d}x}. \tag{204}$$

Cu elementul de volum $\mathrm{d}v = \mathrm{d}x \cdot \mathrm{d}A$ şi ţinînd seamă de relaţia precedentă, relaţia (203) devine :

$$\lambda \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + p = c\gamma \frac{\partial \vartheta}{\partial t}. \tag{205}$$

Tabela 1.8

Caracteristicile fizice ale materialelor utilizate în construcţia maşinilor şi transformatoarelor electrice

Materialul	λ W/°C m	c J/°C g	γ kg/dm³
Cupru	375	0,388	8,94
Aluminiu	205	0,885	2,6
Alamă	104,4	0,384	8,6
Tablă silicioasă		0,462	7,65
— în direcţie longitudinală *	19—60		
— în direcţie transversală** izolată cu hîrtie (20 μ)	1,4 resp. 2		
— cu hîrtie uleiată (20 μ)	2,3 resp. 3,2		
— cu lac (20 μ)	3,1 resp. 4,4		
Azbest	0,194	0,815	2,5
Bumbac	0,069	1,51	1,48
Bumbac impregnat	0,24—0,27		
Mică	0,36	0,862	3
Micanită teacă cu			0,23
19% şelac	0,10		
11% şelac	0,12		
Hîrtie	0,6	1,673	0,9
Hîrtie lăcuită	0,125—0,167		
Carton electrotehnic impregnat (preşpan)	0,125—0,25		
Mătase	0,057		1,56
Grafit	4,9	0,838	2,1
Lemn de conifer		2,51	0,31...0,76
— în lungul fibrelor	0,126		
— transversal	0,037		
Ulei de transformator	0,164	1,8	0,95
Apă	0,628	4,18	1
Aer la 760 mm Hg şi 20°C	0,025	1,009	0,001
Hidrogen la 40°C	0,19	14,24	0,0008
Cauciuc	0,186.		
Răşină epoxidică	0,23		

* Conductivitatea în direcţia longitudinală a tablei silicioase depinde de conţinutul de siliciu:

— la tole normale (cu Si 0,4—0,8%), λ = 48...41 W/°C m;
— la tole slab aliate (cu Si 0,6—1,2%), λ = 44...35 W/°C m;
— la tole mediu aliate (cu Si 1,8—2,3%), λ = 30...26 W/°C m;
— la tole supraaliate (cu Si 3,6—4,2%), λ = 20...19 W/°C m.

** Conductivitatea în direcţia transversală a tablei silicioase depinde de factorul de umplere şi de presiunea tolelor rezultată prin strîngerea miezului; valorile mici corespund tolelor de 0,35 mm grosime, iar valorile mari corespund tolelor de 0,5 mm grosime.

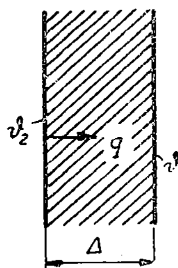


Fig. 1.28. Transmisia căldurii prin conducție în regim staționar.

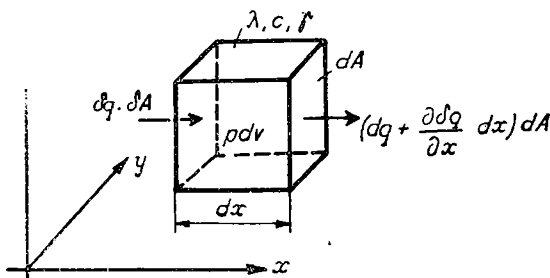


Fig. 1.29. Transmisia căldurii prin conducţie în regim tranzitoriu.

Conductivitatea termică λ, căldura specifică c şi densitatea γ sînt date în tabela 1.8 pentru cîteva materiale utilizate frecvent în construcţia maşinilor şi transformatoarelor electrice.

b. **Transmisia căldurii prin radiaţie.** Căldura radiată de un corp pe unitatea de suprafaţă şi în unitatea de timp este:

$$q_r = \alpha_r(\vartheta_c - \vartheta_a), \tag{206}$$

în care:

ϑ_c este temperatura corpului, în °C;
ϑ_a — temperatura mediului ambiant, în °C;
α_r — coeficientul de transmisie a căldurii prin radiaţie, în W/m² °C.

Valoarea coeficientului α_r rezultă din relaţia:

$$\alpha_r = 0{,}057\,\nu\left[\frac{T_c}{100} + \frac{T_a}{100}\right]\left[\left(\frac{T_c}{100}\right)^2 + \left(\frac{T_a}{100}\right)^2\right], \tag{207}$$

în care:

$T_c = 273 + \vartheta_c$ este temperatura absolută a corpului;
$T_a = 273 + \vartheta_a$ — temperatura absolută a mediului ambiant;
ν — factorul de emisie a cărui valoare este dată în tabela 1.9.

Tabela 1.9

Factorul de emisie ν pentru cîteva materiale

Materialul	ν
Corp absolut negru	1
Fontă rugoasă	0,97
Fier forjat mat	0,95
Izolaţie de fibră şi hîrtie	0,9
Fier forjat polizat	0,29
Cupru polizat	0,17
Aluminiu	0,08
Argint polizat	0,02

Penru $\vartheta_c = 50°C$, $\vartheta_a = 20°C$, iar $\nu = 0,94$, rezultă $\alpha_r = 6,3$ W/°C m².

c. **Transmisia căldurii prin convecție.** Căldura transmisă prin convecție pe unitatea de suprafață și în unitatea de timp de la un corp la un mediu fluid în mișcare naturală sau forțată la suprafața sa este :

$$q_c = \alpha_c(\vartheta_c - \vartheta_a), \tag{208}$$

în care α_c este coeficientul de transmisia căldurii prin convecție, în [W/m² °C].

Valoarea coeficientului α_c depinde de fluidul din vecinătatea corpului și de viteza sa de circulație și a fost determinată experimental.

La transmisia căldurii prin convecție naturală, mediul fluid circulă liber la suprafața corpului datorită încălzirii și dilatării păturii din vecinătatea corpului; coeficientul de transmisie a căldurii în aer prin convecție, determinat la mașinile electrice capsulate și la transformatoarele în ulei, are valoarea :

$$\alpha_c = 6,5 + 0,05(\vartheta_c - \vartheta_a) \text{ W/m}^2\text{°C}; \tag{209, a}$$

pentru $\vartheta_c - \vartheta_a = 35$ °C, rezultă $\alpha_c \approx 8,2$ W/m² °C.

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție în ulei cald, la temperatura de 50°C, are valoarea :

$$\alpha_c = 40,3\sqrt[4]{\frac{\vartheta_c - \vartheta_u}{H}} \text{ W/m}^2\text{ °C}, \tag{209, b}$$

în care :

$\vartheta_c - \vartheta_u$ este încălzirea corpului față de ulei;

H — înălțimea suprafeței de la care are loc transmisia căldurii;

pentru $\frac{\vartheta_c - \vartheta_u}{H} = 16$ °C/m rezultă $\alpha_c = 80,6$ W/m² °C.

La transmisia căldurii prin convecție forțată, mediul fluid circulă forțat la suprafața corpului, fiind pus în mișcare de un ventilator sau chiar de rotorul mașinii. Valoarea coeficientului de transmisie a căldurii prin convecție forțată în aer se determină din următoarele relații stabilite experimental :

— *în canalele radiale :*

$$\alpha_c = 12\sqrt[4]{\frac{20}{l}v^3} \text{ W/m}^2\text{ °C}, \tag{210}$$

în care :

l este lungimea canalului în m, iar v — viteza aerului în canal în m/s;

— *în întrefier*, prin suprafețele armăturii interioare sau exterioare

$$\alpha_c = 28(1 + \sqrt{v_\delta}) \text{ W/m}^2\text{ °C}, \tag{211}$$

în care viteza aerului în întrefier v_δ se poate calcula în funcție de viteza periferică v a rotorului astfel :

$$v_\delta = 0,5\, v; \tag{212}$$

— *în zona capetelor de bobină ale înfăşurărilor repartizate*, respectiv la suprafaţa bobinelor concentrate

$$\alpha_c = 16{,}7\,(1 + \sqrt{v_{cb}})\ \mathrm{W/m^2\,°C}, \tag{213}$$

în care v_{cb} este viteza aerului în zona capetelor de bobină în m/s, respectiv la suprafaţa lor;

— *la suprafaţa colectoarelor*

$$\alpha_c = 50\,(1 + c\sqrt{v_k})\ \ \mathrm{W/m^2\,°C}, \tag{214}$$

în care:

v_k este viteza periferică a colectorului;

c — un factor a cărui valoare este funcţie de tipul de răcire al colectorului ($c = 0{,}7$ la colectoarele ventilate normal şi $c = 1 \ldots 1{,}3$ la colectoarele ventilate special).

Vitezele mediului de răcire în canale, în zona capetelor de bobină etc. se determină prin rezolvarea problemei ventilaţiei maşinii.

1.3.5.2. Încălzirea în regim staţionar a bobinelor concentrate şi a pachetelor de tole

În bobinele parcurse de curent şi în miezul feromagnetic străbătut de cîmpul magnetic alternativ, sau care se învîrteşte într-un cîmp magnetic continuu, se produc pierderi. În bobinele de excitaţie ale polilor inductori şi în bobinele transformatorului căldura se transmite îndeosebi transversal, prin suprafeţele laterale ale bobinelor. În cazul pachetelor de tole trebuie calculată căldura transmisă prin suprafeţele lor laterale.

Pentru a calcula încălzirea bobinelor şi a pachetelor de tole, se porneşte de la soluţia problemei încălzirii unei plăci plane infinite, de grosime Δ, cu temperaturile pereţilor ϑ_1, respectiv ϑ_2, în care se transformă în căldură pierderile specifice p (fig. 1.30). Se consideră conductivitatea λ — finită în direcţia perpendiculară pe placă şi se neglijează căldura transmisă de-a lungul plăcii.

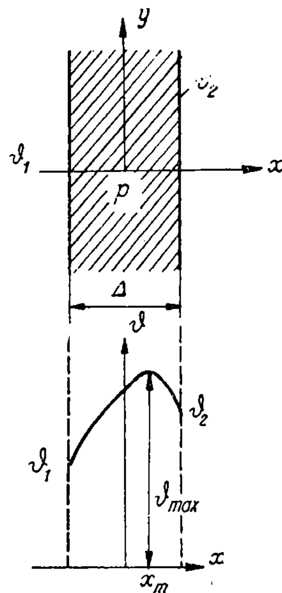


Fig. 1.30. Încălzirea unei plăci plane infinite cu pierderi specifice p.

Din ecuaţia (205) a conducţiei termice rezultă următoarea relaţie pentru încălzirea ϑ în regim staţionar:

$$\lambda \frac{d^2\vartheta}{dx^2} + p = 0. \tag{215}$$

Soluţia acestei ecuaţii este:

$$\vartheta = -\frac{p}{2\lambda}x^2 + Ax + B. \tag{216}$$

Constantele de integrare A şi B se determină din condiţiile la limită date astfel:

$$\text{pentru} \quad x = -\frac{\Delta}{2}, \quad \vartheta = \vartheta_1;$$

$$\text{pentru} \quad x = \frac{\Delta}{2}, \quad \vartheta = \vartheta_2;$$

rezultă astfel:

$$A = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\Delta} \text{ şi } B = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}.$$

Prin urmare, încălzirea plăcii plane este:

$$\vartheta = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2} \frac{2x}{\Delta} + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}\left[1 - \left(\frac{2x}{\Delta}\right)^2\right]; \tag{217}$$

reprezentînd grafic pe $\vartheta(x)$, rezultă o parabolă (fig. 1.30 jos) cu vîrful în

$$x_m = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{p\Delta} \lambda.$$

Încălzirea maximă este:

$$\vartheta_{max} = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2p\Delta^2} \lambda + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}, \tag{218}$$

iar încălzirea medie este:

$$\vartheta_{med} = \frac{1}{\Delta}\int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \vartheta \mathrm{d}x = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{p\Delta^2}{12\lambda}; \tag{219}$$

pentru $\vartheta_1 = \vartheta_2 = \vartheta_p$ rezultă:

$$\vartheta_{max} = \vartheta_p + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}, \tag{220}$$

$$\vartheta_{med} = \vartheta_p + \frac{p\Delta^2}{12\lambda}. \tag{221}$$

Pentru conductivitatea termică transversală λ în cazul bobinelor, respectiv în cazul miezului feromagnetic, se consideră valoarea sa medie calculată în funcţie de conductivitatea λ_i a izolaţiei conductorului şi de dimensiunile conductorului;

— conductivitatea termică transversală medie a bobinei cu conductor de secţiune dreptunghiulară (fig. 1.31, *a*) este:

$$\lambda \approx \frac{h}{h_i} \frac{b}{b_i - b} \lambda_i, \tag{222}$$

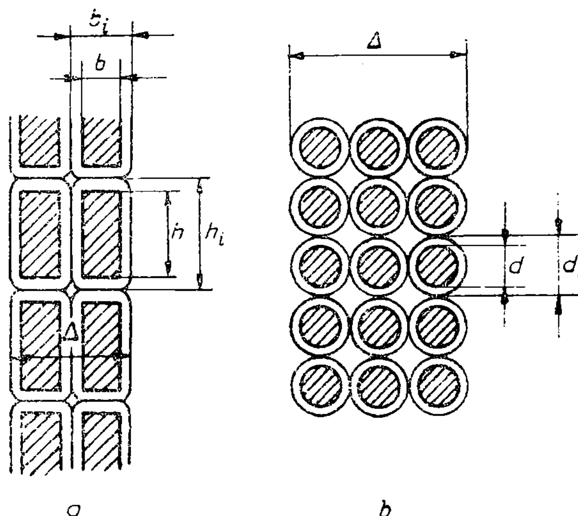


Fig. 1.31. Secţiune printr-o bobină :
a — cu conductor dreptunghiular; *b* — cu conductor circular.

în care :

h şi b sînt dimensiunile conductorului neizolat;
h_i şi b_i — dimensiunile conductorului izolat (s-a presupus că transmisia căldurii are loc după direcţia laturii de lungime b a conductorului);

— conductivitatea termică transversală medie a bobinei cu conductor de secţiune circulară (fig. 1.31, *b*) este :

$$\lambda = k_\lambda \lambda_i, \tag{223}$$

în care k_λ este funcţie de diametrul d al conductorului neizolat, respectiv d_i al conductorului izolat.

În figura 1.32 este reprezentată grafic funcţia $k_\lambda\left(\frac{d}{d_i}\right)$;

— conductivitatea termică transversală medie a pachetului de tole are valorile indicate în tabela 1.8; într-un calcul acoperitor se poate lua $\lambda = 1$ W/°C m.

În cazul bobinelor care prezintă o izolaţie suplimentară între straturi, b_i şi d_i trebuie majorate cu grosimea izolaţiei dintre straturi. La bobinele care prezintă o izolaţie de protecţie pe suprafeţele laterale, se calculează separat încălzirea izolaţiei de la suprafaţa bobinei, deoarece din relaţiile (218 ... 221) se determină încălzirile medie şi maximă ale bobinei în raport cu suprafaţa bobinei, fără izolaţia suplimentară de protecţie.

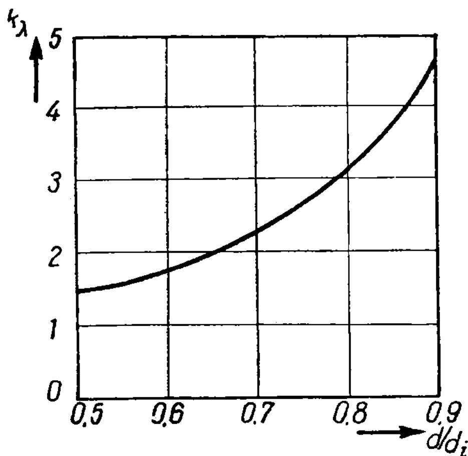


Fig. 1.32. $k_\lambda(d/d_i)$.

În relațiile (218...221), p reprezintă pierderile în unitatea de volum a bobinei, respectiv a miezului :

— pierderile în unitatea de volum a bobinei sînt :

$$p = k_b\, \rho J^2, \tag{224}$$

în care :

ρJ^2 sînt pierderile în unitatea de volum a conductorului (ρ — rezistivitatea, iar J — densitatea curentului);

k_b este factorul de umplere al bobinei (egal cu raportul dintre aria secțiunii conductoarelor neizolate și aria secțiunii bobinei);

— pierderile în unitatea de volum a miezului sînt :

$$p = p_{Fe} \cdot \gamma \cdot k_m, \tag{225}$$

în care :

p_{Fe} sînt pierderile specifice în W/kg din miezul feromagnetic;
γ — densitatea miezului, în kg/m^3;
k_m — factorul de umplere al miezului.

1.3.5.3. Încălzirea în regim staționar a bobinelor repartizate

Bobinele înfășurărilor repartizate au laturile dispuse în crestăturile miezului feromagnetic, iar capetele de bobină sînt în contact direct cu mediul de răcire (fig. 1.33). În general capetele de bobină sînt mai reci decît laturile bobinei.

O parte din căldura dezvoltată în laturile de bobină se transmite transversal prin izolația crestăturii spre miezul feromagnetic și canalele radiale de răcire (cînd există), iar o altă parte în lungul bobinei, spre capetele de bobină.

Căldura dezvoltată în capetele de bobină și căldura primită de la latura de bobină se transmite transversal, prin izolația capătului de bobină, mediului de răcire.

Încălzirea bobinelor față de mediul de răcire se determină în următoarele condiții :

— conductivitatea termică transversală a conductorului este infinită;

— pierderile în conductor depind de încălzirea conductorului după relația :

$$p = p_0(1 + \alpha_0\vartheta), \qquad (226)$$

în care :

α_0 este coeficientul de majorare a rezistivității cu temperatura;

p_0 — pierderile la temperatura mediului de răcire (presupusă constantă) în raport cu care se calculează încălzirea ϑ;

— pentru calculul încălzirii laturii de bobină dispusă în crestătură, miezul feromagnetic fiind prevăzut cu canale radiale de răcire, se determină valoarea medie a căldurii transmise prin izolația crestăturii spre pachetul de tole și spre canalul de răcire;

— capătul de bobină se consideră desfășurat și rabătut astfel încît axa sa să coincidă cu axa laturii de bobină.

Debitul de căldură q' evacuat în unitatea de timp din unitatea de volum a volumului sl de lungime l și secțiune s este (fig. 1.34) :

$$q' = \frac{ul}{sl}q \text{ sau } q' = \frac{u}{s}q, \qquad (227)$$

q fiind căldura transmisă prin unitatea de arie a suprafeței laterale ul de lungime l și perimetru u.

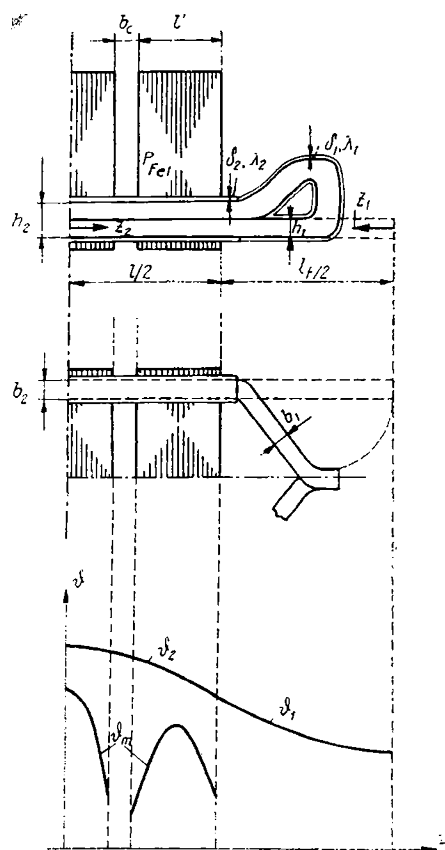


Fig. 1.33. Secțiunea longitudinală parțială printr-o mașină și curbele încălzirilor ϑ_1, ϑ_2 ale bobinei și ϑ_m ale miezului.

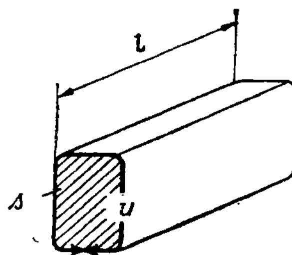


Fig. 1.34. Explicativă pentru calculul căldurii din unitatea în volum în funcție de căldura transmisă prin unitatea de suprafață laterală.

Ecuația conducției termice în regim staționar pentru capătul de bobină (axa z_1) și pentru latura de bobină (axa z_2) este :

$$p - q' + \lambda \frac{d^2\vartheta}{dz^2} = 0, \quad \text{în care} \quad z = z_1, z_2; \tag{228}$$

prin integrarea acestui sistem de două ecuații diferențiale (lineare) de ordinul doi, — p' și q' fiind funcții liniare de ϑ [v. relațiile (226), (202) și (208)] — apar patru constante de integrare care se determină din condițiile de simetrie și la limită exprimate de relațiile următoare :

$$\vartheta_1(z_1) = \vartheta_1(-z_1), \tag{229}$$

$$\vartheta_2(z_2) = \vartheta_2(-z_2), \tag{230}$$

$$\vartheta_1(z_1)\big|_{z_1=\frac{l}{2}} = \vartheta_2(z_2)\big|_{z_2=l_f/2}, \tag{231}$$

$$\frac{d\vartheta_1(z_1)}{dz_1}\bigg|_{z_1=\frac{l}{2}} = -\frac{d\vartheta_2(z_2)}{dz_2}\bigg|_{z_2=l_f/2}. \tag{232}$$

Soluțiile ecuațiilor (228) sînt :

$$\vartheta_1 = 2A_1 \operatorname{ch} a_1 z_1 + \frac{b_1}{a_1^2}, \tag{233}$$

$$\vartheta_2 = 2A_2 \operatorname{ch} a_2 z_2 + \frac{b_2}{a_2^2}. \tag{234}$$

În partea de jos a figurii 1.33 s-a reprezentat curba încălzirii ϑ_a conductorului bobinii față de mediul de răcire, precum și curba încălzirii ϑ_m a miezului (234).

Încălzirea maximă a *laturii de bobină* este :

$$\vartheta_2 = 2\,A_2 + \frac{b_2}{a_2^2}, \tag{235}$$

iar *încălzirea minimă* a *capătului de bobină* este :

$$\vartheta_1 = 2\,A_1 + \frac{b_1}{a_1^2}. \tag{236}$$

Încălzirea medie a *bobinei* este :

$$\vartheta_{med} = \frac{2}{l + l_f}\left[\frac{2A_1}{a_1} \operatorname{sh} \frac{a_1 l_f}{2} + b_1 \frac{l_f}{2a_1^2} + \frac{2A_2}{a_2} \operatorname{sh} \frac{a_2 l}{2} + \frac{b_2 l}{2a_2^2}\right]. \tag{237}$$

Semnificația și expresiile de calcul ale mărimilor care intervin în relațiile de mai sus sînt următoarele :

l este lungimea laturii de bobină dispusă în miezul feromagnetic;
l_f — lungimea frontală a capătului de bobină,

$$a_1^2 = \frac{1}{\lambda}\left(\alpha_1 \frac{u_1}{s_1} - \alpha_0 p_0\right), \tag{238}$$

unde :

λ este conductivitatea termică a conductorului;

$\alpha_1 = \frac{\alpha_{c1}\lambda_1}{\lambda_1 + \delta_1\alpha_{c1}}$;

λ_1 este conductivitatea termică a izolației capătului de bobină;

δ_1 — grosimea izolației capătului de bobină;

α_{c1} — coeficientul de transmisie a căldurii de la suprafața capătului de bobină la mediul de răcire (tabela 1.10).

Tabela 1.10

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție la capătul de bobină la răcirea cu aer

α_{c1} W/m² °C	40	60	80	100	114	128	142
v_{acb}	4	8	12	16	20	24	28

v_{acb} — viteza medie a aerului în zona capetelor de bobină;

$u_1 = 2(b_1 + h_1)$ (v. fig. 1.33);

$s_1 = h_1b_1$ (v. fig. 1.33);

α_0 — coeficientul de majorare a rezistivității conductorului cu temperatura;

p_0 — pierderile pe unitatea de volum a înfășurării la temperatura mediului de răcire : $p_0 = \rho_0 J^2 k_b k_r$ (J fiind densitatea curentului, k_b — factorul de umplere al bobinei și k_r — factorul de majorare a rezistenței în zona respectivă).

$$b_1 = \frac{1}{\lambda}\left(p_0 + \alpha_1 \frac{u_1}{s_1}\vartheta_{a1}\right), \tag{239}$$

unde :

ϑ_{a1} este încălzirea medie a fluidului de răcire în zona capetelor de bobină

$$a_2^2 = \frac{1}{\lambda}\left(\alpha_2' \frac{u_2}{s_2} - \alpha_0 p_0\right) \tag{240}$$

cu

$u_2 = 2(b_2 + h_2)$ (v. fig. 1.33)

$s_2 = h_2b_2$ (v. fig. 1.33)

$\alpha_2' = \frac{\alpha_2 u_2 b_c Z + \Lambda_{Fe}\eta}{u_2(l' + b_c)Z}$;

b_c — lărgimea canalului de ventilație;

l' — lungimea pachetului de tole;

α_2 — coeficientul de transmisie a căldurii bobinei în canalul de ventilație radial și anume

$\alpha_2 = \frac{\alpha_{c2}\lambda_2}{\lambda_2 + \delta_2\alpha_{c2}}$

cu aceleași semnificații ca în cazul lui α_1;

α_{c2} — coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție de la conductor la mediul de răcire în zona canalului radial de ventilație;

$\Lambda_{Fe} = \alpha_{Fe} u_2 l' Z$

$\alpha_{Fe} = \frac{\lambda_2}{\delta_2}$ este coeficientul de transmisie a căldurii de la conductor la miezul feromagnetic;

λ_2 — conductivitatea termică a izolației conductorului și crestăturii;

δ_2 — grosimea izolației crestăturii

$$\eta = \frac{\Lambda_p}{\Lambda_p + \Lambda_{Fe}} \text{ cu } \Lambda_p = \beta \alpha_{cFe} S_{cFe} + \alpha_l S_l$$

$$\beta = 1 + \frac{\alpha_l S_l}{\Lambda_l}$$

$$\Lambda_l = \frac{\varepsilon S_l}{l'} \lambda_q$$

λ_q — conductivitatea transversală a pachetului de tole;

S_l — aria pereților laterali ai pachetului de tole;

α_l — coeficientul de transmisie a căldurii de la pachet la aerul de răcire din canalul radial de ventilație (tabela 1.11)

Tabela 1.11

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție de la pachetul de tole la canalul radial

α_l W/m² °C	34	55	78	96	113	126
v_{a2} m/s	4	8	12	16	20	24

v_{a2} — viteza medie a aerului în canalul de ventilație;

S_{cFe} — aria totală a mantalei pachetului de tole;

α_{cFe} — coeficientul de transmisie a căldurii prin întrefier și canalele axiale de ventilație: $\alpha_{cFe} = 28[1 + \sqrt{v_a}]$, în care $v_a = 0{,}5\,\frac{\pi D n}{60}$

$$b_2 = \frac{1}{\lambda}\left[\frac{\alpha'_{Fe} p_{Fe1}}{\Lambda} \frac{l'}{l' + b_c} \frac{u_2}{s} + \frac{\alpha'_2 u_2}{s} \vartheta_{a2} + p_0\right], \tag{241}$$

$$A_1 = \frac{1}{2}\left[\frac{b_2}{a_2^2} - \frac{b_1}{a_1^2}\right] \frac{a_2 \operatorname{sh} \frac{a_2 l}{2}}{a_2 \operatorname{ch} \frac{a_1 l_f}{2} \operatorname{sh} \frac{a_2 l}{2} + a_1 \operatorname{sh} \frac{a_1 l_f}{2} \operatorname{ch} \frac{a_2 l}{2}}, \tag{242}$$

$$A_2 = \frac{1}{2}\left[\frac{b_1}{a_1^2} - \frac{b_2}{a_2^2}\right] \frac{a_1 \operatorname{sh} \frac{a_1 l_f}{2}}{a_2 \operatorname{ch} \frac{a_1 l_f}{2} \operatorname{sh} \frac{a_2 l}{2} + a_1 \operatorname{sh} \frac{a_1 l_f}{2} \operatorname{ch} \frac{a_2 l}{2}}, \tag{243}$$

unde : $\Lambda = \frac{\Lambda_p + \beta \Lambda_{Fe}}{\beta}$

$$\alpha_2' = \frac{b_c \alpha_2 + \eta l' \alpha_{Fe}}{l' + b_c}$$

P_{Fe1} — pierderile într-un pachet de tole;

ϑ_{a2} — încălzirea medie a mediului de răcire în zona pachetului de tole.

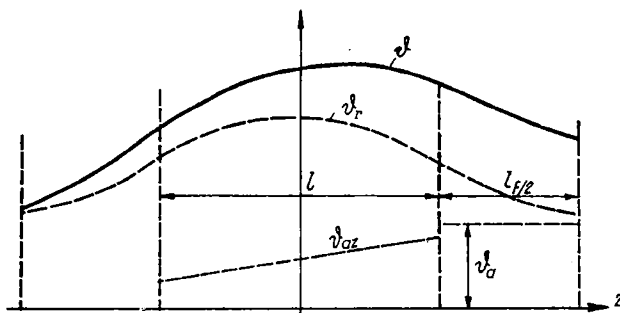


Fig. 1.35. Curbele încălzirilor într-o maşină electrică: ϑ — încălzirea bobinei la maşina cu ventilaţie axială; ϑ_r — încălzirea bobinei la maşina cu ventilaţie radială; ϑ_{az} — încălzirea mediului de răcire.

Încălzirea medie a pachetului de tole se calculează după relaţia:

$$\vartheta_m = \frac{P_{Fe1}}{\Lambda} + v^2 - \eta(\vartheta_2 - \vartheta_{a2}); \qquad (244)$$

s-a aproximat încălzirea bobinei în lungul unui pachet de tole egală cu încălzirea maximă ϑ_2 [relaţia (234)] a laturii de bobină dispusă în crestătură.

Curba încălzirii bobinei faţă de mediul ambiant se determină după ce s-a ales tipul de ventilaţie al maşinii; la maşina cu ventilaţie radială, curba încălzirii bobinei are alura curbei prezentate în figura 1.33.

La maşina cu ventilaţie axială curba încălzirii se obţine aproximativ, adunînd grafic la încălzirea obţinută mai sus la maşina cu ventilaţie radială, încălzirea mediului de răcire la trecerea prin maşină (v. fig. 1.35); încălzirea medie a înfăşurării rezultă din relaţia (237), în care intervine şi parametrul b_2 dat de relaţia (241); pentru calculul acestui parametru se alege ϑ_{a2} (ϑ_{a2} se ia aproximativ egal cu încălzirea mediului de răcire la mijlocul maşinii $\vartheta_{a2} \approx 0{,}5\ \vartheta_a$, iar încălzirea ϑ_a a mediului de răcire la ieşirea din maşină se precizează la calculul debitului mediului de răcire).

1.3.6. Răcirea și ventilația mașinilor electrice

Căldura dezvoltată în mașina electrică trebuie transmisă mediului ambiant pentru a se evita încălzirea peste valorile limită admisibile ale izolației înfășurărilor, miezului etc. Mediul de răcire care se alege pentru transmisia căldurii de la suprafețele încălzite la mediul ambiant este aerul, apa, uleiul, hidrogenul etc. Pentru precizarea mediului și tipului de răcire al mașinii, sau transformatorului se efectuează în general calculul încălzirii și ventilației în mai multe variante și se adoptă varianta care prezintă preț de cost minim, simplitate și siguranță în funcționare etc.

După tipurile de răcire mașinile se clasifică astfel :

a. mașini cu răcire proprie, denumită și răcire naturală ; în aceste mașini mediul de răcire este antrenat în mișcare de părțile mobile ale mașinii ;

b. mașini cu autoventilație; în acest caz aerul de răcire este acționat de un ventilator dispus pe axul mașinii în interiorul mașinii sau în exterior. Autoventilația interioară se prevede la mașinile de construcție deschisă, protejată sau închisă ; autoventilația exterioară se prevede la mașinile de construcție închisă ;

c. mașini cu ventilație exterioară ; în aceste mașini aerul de răcire este pus în mișcare de un ventilator acționat de un motor propriu. Acest tip de răcire este adoptat la mașinile care funcționează cu un reglaj al vitezei în limite largi și la care autoventilația nu mai este eficientă la turații reduse ;

d. mașini răcite cu apă, hidrogen etc.; utilizarea unui alt mediu de răcire decît aerul este adoptată în special la mașinile de puteri mari sau la mașinile speciale.

După direcția de circulație a mediului de răcire prin mașină se deosebesc : mașini cu ventilație axială (mediul de răcire este absorbit printr-una din părțile frontale și refulat prin cealaltă) și mașini cu ventilație radială (mediul de răcire este absorbit prin părțile frontale și refulat prin suprafața laterală).

La mașinile de puteri mici și mijlocii se adoptă în general răcirea proprie sau răcirea prin autoventilație.

În cazul răcirii prin autoventilație se determină prin calcul valorile următoarelor mărimi :

— debitul aerului de răcire, necesar pentru dimensionarea ventilatorului ;

— căderea de presiune între secțiunea la intrare a aerului în mașină și secțiunea la ieșire, necesară pentru dimensionarea ventilatorului ;

— viteza aerului de răcire în canale și viteza la suprafața părților active ale mașinii, necesare pentru calculul coeficienților de transmisie a căldurii prin convecție.

Debitul aerului prin mașină rezultă din expresia :

$$Q = \frac{\Sigma P'}{c\vartheta_a}, \tag{245}$$

în care :

$\Sigma P'$ reprezintă suma pierderilor transformate în căldură evacuate de aerul de răcire ;

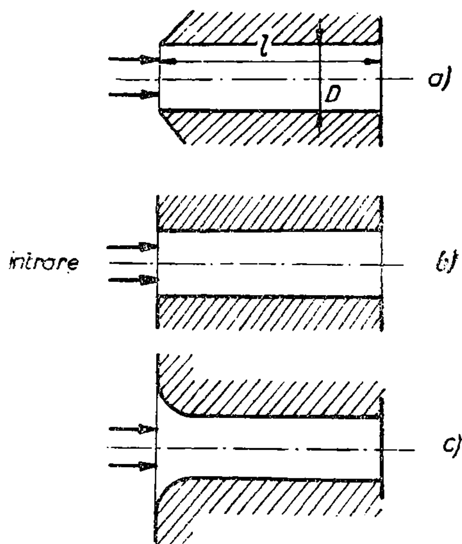


Fig. 1.36. Forme geometrice ale canalelor de ventilaţie:
a — canal cu muchiile de intrare ascuţite;
b — canal cu muchiile de intrare drepte;
c — canal cu muchiile de intrare rotunjite.

c este căldura specifică a aerului;
ϑ_a — încălzirea aerului la trecerea prin maşină.

Cu $\Sigma P'$ în kW, $c = 1{,}1$ kJ/°C m³ şi ϑ_a în °C rezultă debitul aerului, în m³/s. Pentru încălzirea aerului ϑ_a se adoptă o valoare cuprinsă între 15 şi 25°C.

Căderea de presiune a aerului în maşină se determină prin însumarea căderilor parţiale de presiune ale aerului la trecerea prin diferitele canale ale maşinii. Căderea de presiune într-o conductă sau la trecerea dintr-o conductă într-alta este proporţională cu presiunea dinamică $\rho v^2/2$.

$$p = \xi \frac{\rho v^2}{2}, \tag{246}$$

în care

ρ este densitatea (la aer $\rho \approx 1{,}22$ kg/m³);
v — viteza aerului.

Factorul de proporţionalitate ξ depinde de forma geometrică a profilului la intrarea aerului în canal, de dimensiunile şi gradul de prelucrare a canalului şi are următoarele valori:

ξ_i = 0,7...1 la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile ascuţite (fig. 1.36,*a*);
ξ_i = 0,5 la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile drepte (fig. 1.36,*b*);
ξ_i = 0,2....0 la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile rotunjite (fig. 1.36,*c*);
$\xi_i = 0{,}1 \frac{l}{D}$ la trecerea aerului prin canale matriţate de lungime l şi diametru D;
$\xi_i = 0{,}025 \frac{l}{D}$ la trecerea aerului prin canale netede.

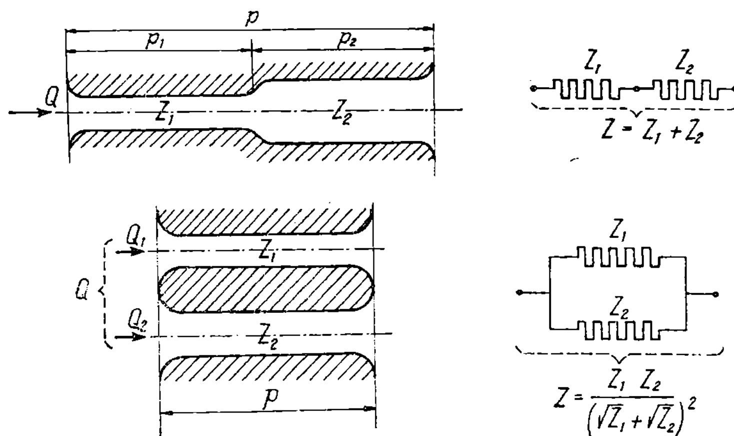


Fig. 1.37. Racordarea canalelor de ventilaţie în serie (*a*), respectiv în paralel (*b*).

Căderea de presiune p se exprimă în funcţie de debit

$$p = ZQ^2, \tag{247}$$

unde în concordanţă cu relaţia (246) şi ţinînd seama că viteza aerului este $v = \frac{Q}{S}$, s-a notat cu :

$$Z = \xi \frac{\rho}{2} \frac{1}{S^2} \tag{248}$$

şi este *denumită rezistenţa aerodinamică* a conductei, S fiind aria secţiunii conductei.

Din relaţia (247) rezultă că pentru a determina căderea de presiune p într-o maşină electrică trebuie calculată rezistenţa aerodinamică totală a maşinii.

Rezistenţa aerodinamică echivalentă *a două canale* racordate *în serie* fig. 1.37,*a* este egală cu suma rezistenţelor aerodinamice parţiale. Canalele conectate în serie sînt străbătute de acelaşi debit Q; prin urmare, căderile de presiune sînt :

$$p_1 = Z_1 Q^2, \tag{249}$$

$$p_2 = Z_2 Q^2, \tag{250}$$

iar căderea de presiune totală este :

$$p_{12} = p_1 + p_2 = (Z_1 + Z_2)Q^2. \tag{251}$$

Din această relaţie rezultă rezistenţa aerodinamică echivalentă

$$Z_{12} = Z_1 + Z_2. \tag{252}$$

Rezistenţa echivalentă a *două canale* racordate *în paralel* (fig. 1.37,*b*) se determină astfel: căderea de presiune între secţiunile de intrare şi ieşire este aceeaşi, încît se poate scrie:

$$p = Z_1Q_1^2 = Z_2Q_2^2; \tag{253}$$

pe de altă parte, debitul total este egal cu suma debitelor parţiale:

$$Q = Q_1 + Q_2. \tag{254}$$

Rezistenţa aerodinamică echivalentă rezultă din relaţia (247). În acest scop, relaţia (254) se poate scrie:

$$Q = \sqrt{\frac{p}{Z_1}} + \sqrt{\frac{p}{Z_2}}, \tag{255}$$

sau

$$\frac{Q}{\sqrt{p}} \equiv \frac{1}{\sqrt{Z}} = \frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}, \tag{256}$$

ncît rezistenţa aerodinamică echivalentă este

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{(\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2})^2}. \tag{257}$$

Rezistenţa aerodinamică a maşinii se determină din schema echivalentă a rezistenţelor aerodinamice parţiale. În figura 1.38 s-a reprezentat o secţiune longitudinală parţială printr-o maşină electrică împreună cu schema echivalentă a rezistenţelor aerodinamice; s-a neglijat efectul de ventilator al capetelor de bobină şi s-a considerat că maşina prezintă canale axiale de ventilaţie. Rezistenţa aerodinamică echivalentă rezultă din schema echivalentă:

$$Z = Z_i + \frac{(Z_{\delta i} + Z_\delta)(Z_{ci} + Z_c)}{(\sqrt{Z_{\delta i} + Z_\delta} + \sqrt{Z_{ci} + Z_c})^2} + Z_e. \tag{258}$$

Rezistenţele aerodinamice parţiale se calculează după relaţia (248).

Cu debitul aerului determinat din relaţia (245) şi rezistenţa aerodinamică echivalentă din relaţia (258), rezultă căderea de presiune din maşină din relaţia (247).

Viteza aerului de răcire la suprafaţa capetelor de bobine în întrefier, în canalele de ventilaţie etc., se determină din raportul debitului la aria secţiunii de trecere. În acest scop se determină căderile de presiune în fiecare canal şi debitele prin fiecare circuit din schema echivalentă. De exemplu, în cazul schemei echivalente din figura 1.38 rezultă:

$$p_i = Z_iQ^2 \tag{259}$$

$$p_e = Z_eQ^2 \tag{260}$$

iar

$$p_\delta = p_c = p - (p_i + p_e); \tag{261}$$

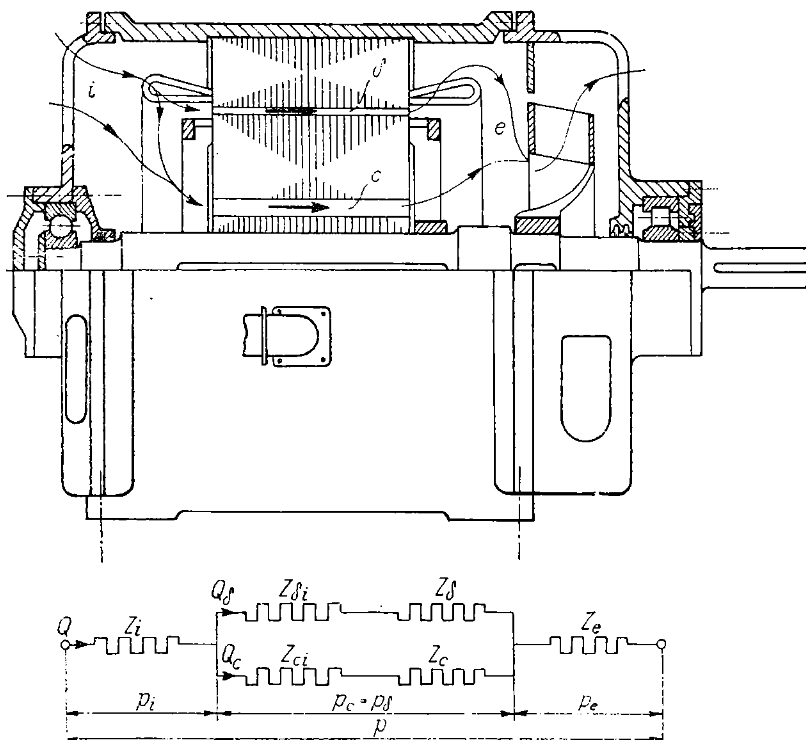


Fig. 1.38. Secţiunea longitudinală parţială printr-o maşină electrică (sus) şi schema echivalentă simplificată (jos) a rezistenţelor aerodinamice:

Z_i — rezistenţa aerodinamică de intrare în maşină; $Z_{\delta i}$ — rezistenţa de intrare în întrefier; Z_δ — rezistenţa întrefierului; $Z_{\delta e}$ — rezistenţa de ieşire din întrefier; Z_{ci} — rezistenţa de intrare în canalele de ventilaţie; Z_c — rezistenţa canalului de ventilaţie; Z_{ce} — rezistenţa de ieşire din canalul de ventilaţie; Z_e — rezistenţa de ieşire din maşină.

cunoscînd căderile de presiune $p_\delta = p_c$ rezultă debitele Q_δ şi Q_c

$$Q_\delta = \sqrt{\frac{p_\delta}{Z_{\delta i} + Z_\delta}} \quad \text{şi} \quad Q_c = \sqrt{\frac{p_c}{Z_{ci} + Z_c}}; \qquad (262, 263)$$

se determină apoi vitezele aerului de răcire în părţile frontale, în canalele axiale de ventilaţie şi la suprafaţa rotorului.



2. PROIECTAREA MAŞINII DE CURENT CONTINUU CU COLECTOR

Tema de proiectare a unei maşini de curent continuu cu colector cuprinde în primul rînd datele nominale ale maşinii; datele nominale de bază sînt următoarele :

— puterea nominală P_n a maşinii, în kW sau W;

— tensiunea nominală la borne U_{bn}, în V;

— turaţia nominală n_n, în rot/min.

Totodată, se precizează şi anumite caracteristici constructive, respectiv funcţionale :

— tipul de protecţie şi tipul constructiv;

— regimul de funcţionare (motor, generator) şi diagrama sarcinii sau regimul de lucru (de durată, de scurtă durată, intermitent);

— tipul de excitaţie (excitaţie independentă, derivaţie, serie sau compund).

Datele nominale, caracteristicile constructive şi funcţionale se stabilesc în dependenţă de condiţiile de funcţionare ale maşinii, la proiectarea întregului sistem (de exemplu, la proiectarea unui laminor, a unui vehicul cu tracţiune electrică, a unei nave etc.).

Pe baza acestor date, a standardelor în vigoare şi a practicii de fabricaţie a întreprinderii se cere să se elaboreze proiectul maşinii în care să fie tratate problemele specificate în 1.1.

2.1. CONSTRUCŢIA MAŞINII DE CURENT CONTINUU CU COLECTOR

Terminologia subansamblurilor şi a pieselor componente ale maşinilor electrice este nominalizată în STAS 4296-54.

Tipul constructiv frecvent întîlnit pentru maşina de curent continuu este reprezentat în figura 2.1; maşina de curent continuu cu colector se compune dintr-un inductor dispus în stator şi un indus format de rotor [9], [10].

Maşina de curent continuu se construieşte fără poli de comutaţie numai pentru puteri mici şi tensiune joasă; pentru puteri mai mari de peste

1 kW maşina se construieşte în general cu poli de comutaţie (denumiţi şi poli auxiliari), dispuşi între polii principali.

Maşina de curent continuu de putere nominală mare, cu variaţii bruşte ale sarcinii se construieşte cu înfăşurare de compensare; în acest caz se reduce fluxul de scăpări al polilor de comutaţie şi se măreşte astfel eficienţa acestora.

Indusul maşinii de curent continuu. Miezul feromagnetic al indusului este construit din tole de grosime 0,5 mm, ştanţate din tablă silicioasă, izolate între ele şi împachetate direct pe ax (la maşinile bipolare şi tetrapolare) sau pe butuc (la maşinile avînd $p \gg 2$ şi diametrul indusului mare).

La o lungime a miezului feromagnetic mai mare de 15—20 cm, miezul se execută sub formă de pachete de 4—6 cm lungime, între care se prevăd canale radiale de răcire avînd lărgimea de 1—1,2 cm, pentru a mări suprafaţa de transmisie a căldurii.

Tolele sînt presate între ele cu o presiune de 50—100 N/cm^2.

În tole sînt ştanţate crestăturile (fig. 2.2) în care se aşază înfăşurarea indusului. Crestăturile se construiesc de obicei deschise, pentru a rezulta o inductivitate de scăpări a bobinei mai mică. La maşinile cu canale radiale de răcire se prevăd şi canale axiale prin care mediul de răcire poate avea acces spre canalele radiale.

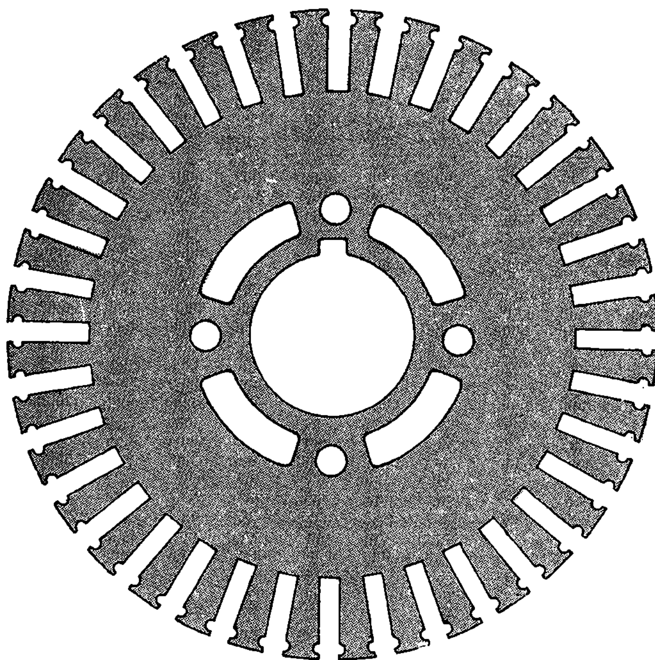


Fig. 2.2 Tolă pentru indus.

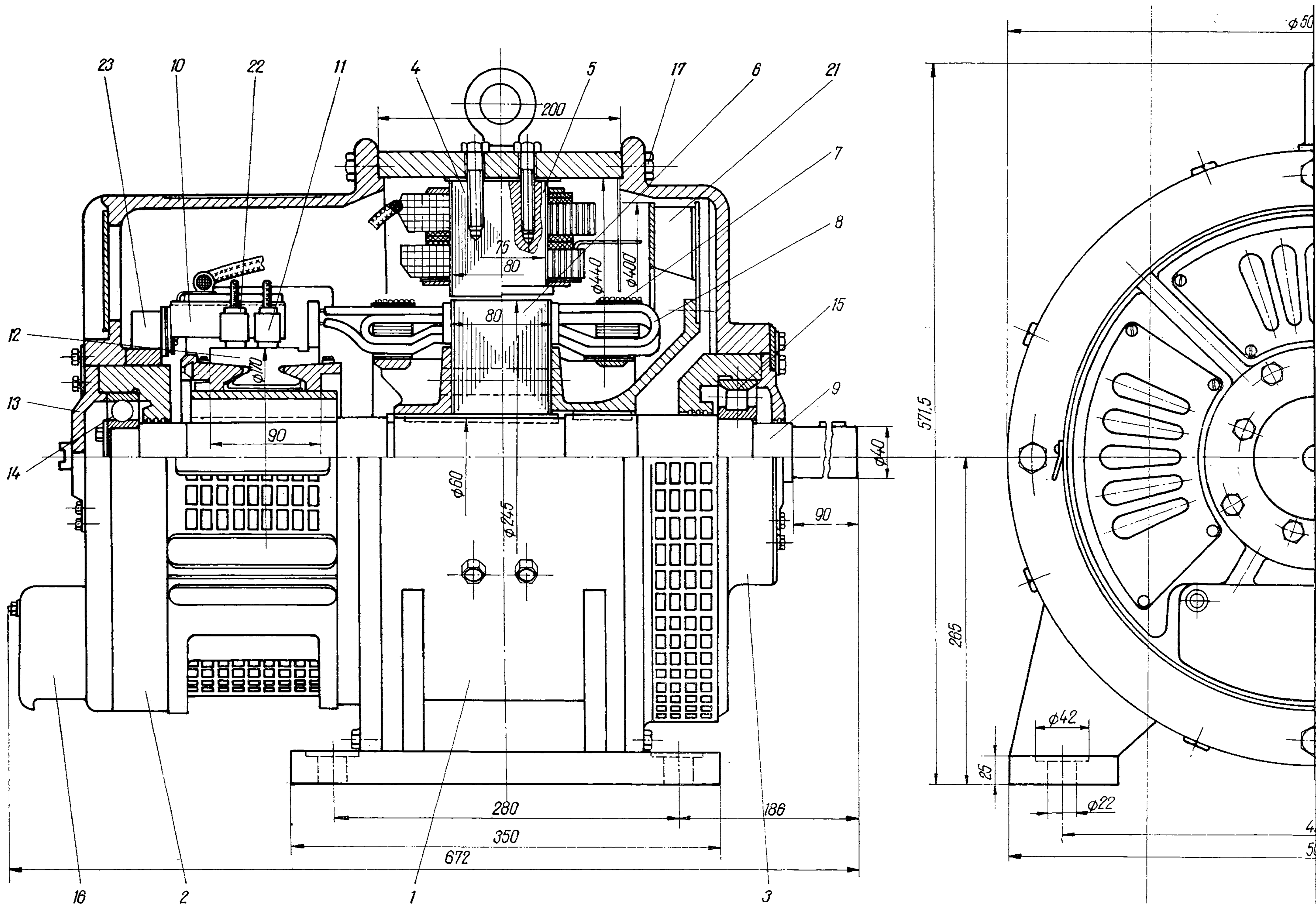


Fig. 2.1. Secţiunea longitudinală şi transversală printr-o maşină de curent continuu tip PN—100 de 10 [KW], 1 500 [rot/min]:

1 — carcasă; *2* — scut suport; *3* — scut tracţiune; *4* — polul principal; *5* — polul de comutaţie; *6* — pachetul de tole rotoric; *7* — bandaj rotor; *8* — înfăşurarea rotorului; *9* — ax (arbore); *10* — suport portperii; *14* — rulment cu bile; *15* — rulment cu role; *16* — cutie de borne; *17* — bulonul de fixarea scutului; *18* — bobină de comutaţie; *19* — bobină de excitaţie; *20* — inel de ridicare; *21* — ventilator;

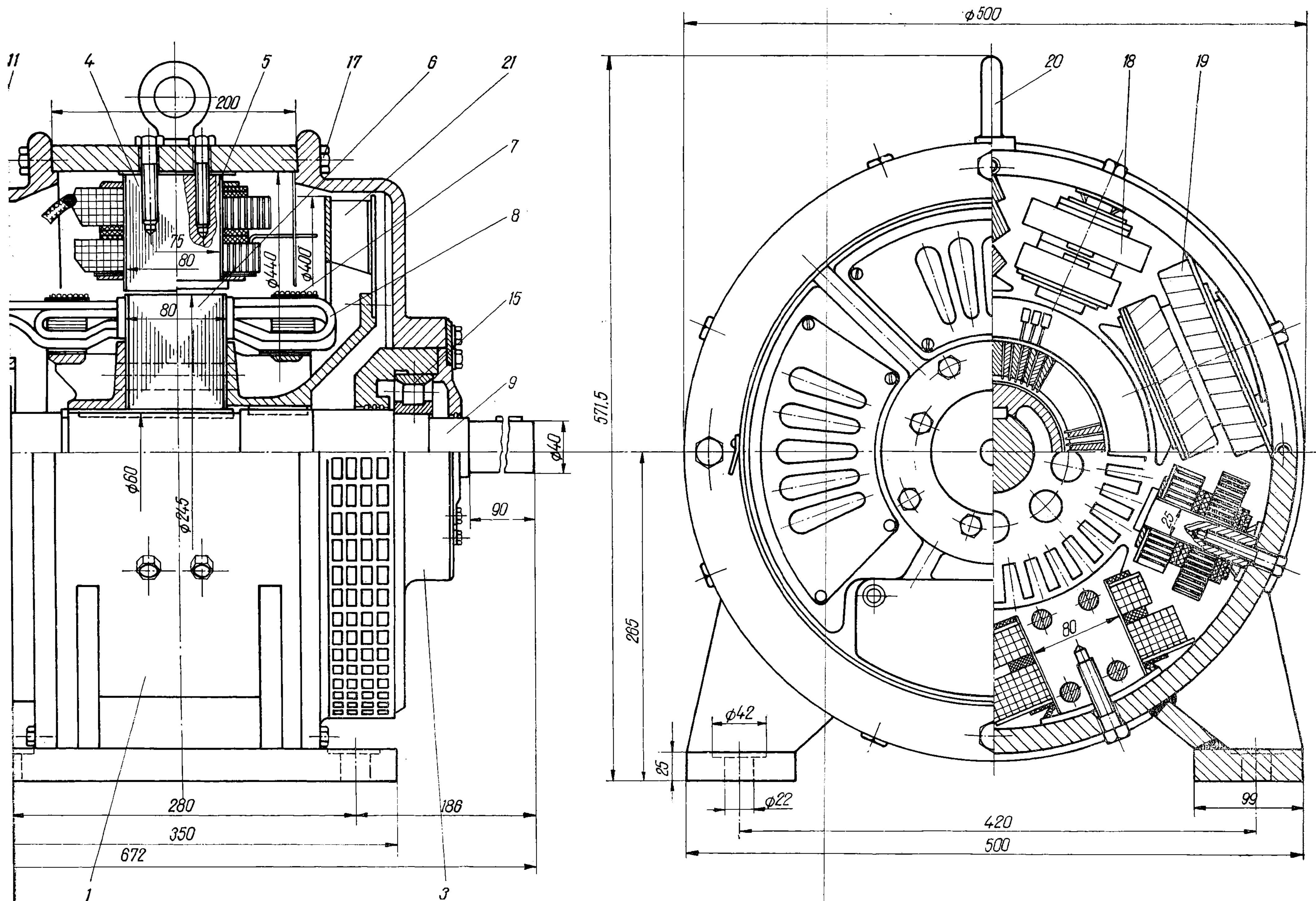


Fig. 2.1. Secţiunea longitudinală şi transversală printr-o maşină de curent continuu tip PN—100 de 10 [KW], 1 500 [rot/min]:

- polul principal; 5 — polul de comutaţie; *6* — pachetul de tole rotoric; *7* — bandaj rotor; *8* — înfăşurarea rotorului; *9* — ax (arbore); *10* — suport portperii; *11* — portperie; *12* — colector; *13* — căpăcel exterior; rulment cu role; *16* — cutie de borne; *17* — bulonul de fixarea scutului; *18* — bobină de comutaţie; *19* — bobină de excitaţie; *20* — inel de ridicare; *21* — ventilator; *22* — perie; *23* — colier port-perie.

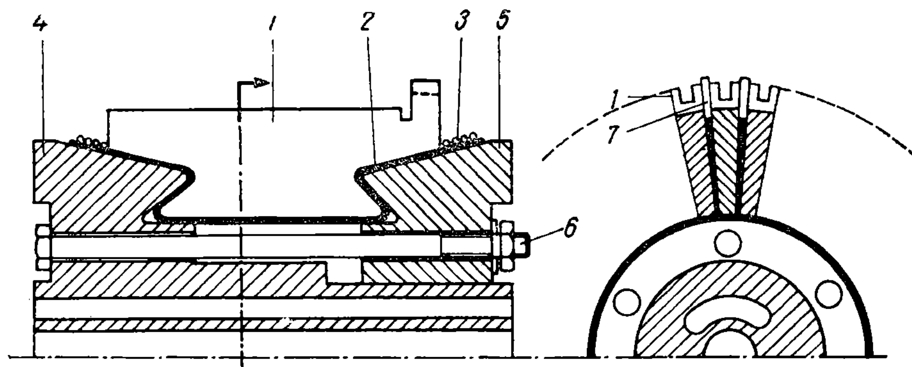


Fig. 2.3 Secțiunea longitudinală și transversală (parțială) a colectorului:
1 — lamela; 2 — conul de micanită; 3 — bandajul; 4 — butucul colectorului; 5 — inelul de strîngere; 6 — bulon de strîngere; 7 — lamela izolantă.

Înfășurarea indusului este executată din conductor de cupru izolat și este repartizată în crestături izolate. Laturile bobinelor sînt menținute în crestătură de pene care închid crestătura, sau sînt consolidate prin bandaje din sîrmă de bronz fosforos sau din oțel. Capetele bobinelor sînt consolidate, pentru a nu se deforma sub acțiunea forțelor centrifuge, prin bandaje de sîrmă.

Colectorul. Colectorul este executat din lamele de cupru, izolate una față de alta prin micanită și construite pentru fixare sub formă de coadă de rîndunică, (fig. 2.3), de *H* etc. Grosimea lamelei de colector este cuprinsă între 2 și 12 mm. Grosimea izolației dintre lamele este de 0,5—1,5 mm și depinde de diametrul colectorului și de tensiunea dintre lamele. Lamelele colectorului împreună cu izolația dintre ele sînt consolidate pe un butuc (izolate față de acesta) prin intermediul unui inel de presare. Izolația lamelelor față de inelul de presare și față de butuc este din micanită de 1,5 mm grosime. Colectoarele se construiesc de acest tip, pentru viteze periferice ale colectorului pînă la 25 m/s.

Polii inductori. Miezul feromagnetic al polilor inductori denumiți și poli principali este construit la mașina de curent continuu din tablă de oțel, de grosime 0,5—1,5 mm. Tolele (fig. 2.4) nu se izolează și sînt asamblate împreună prin buloane nituite. Secțiunea miezului polului inductor executat din tole este de formă dreptunghiulară sau pătrată. La mașinile de puteri mici, polii inductori se execută de obicei din oțel masiv; secțiunea polului poate fi în acest caz și de formă circulară. Avantajele polilor inductori construiți din tole sînt următoarele: se asigură o omogenitate a polului, se reduc simțitor pierderile de suprafață în piesa polară, iar procesul tehnologic este mai ușor (se evită prelucrări mecanice după profile speciale).

Înfășurarea de excitație se execută sub forma unor bobine concentrate așezate pe polii inductori.

Polii de comutație. Miezul feromagnetic al polilor de comutație este executat din oțel masiv; la mașinile de curent continuu cu variații bruște ale sarcinii, polii de comutație se execută lamelați.

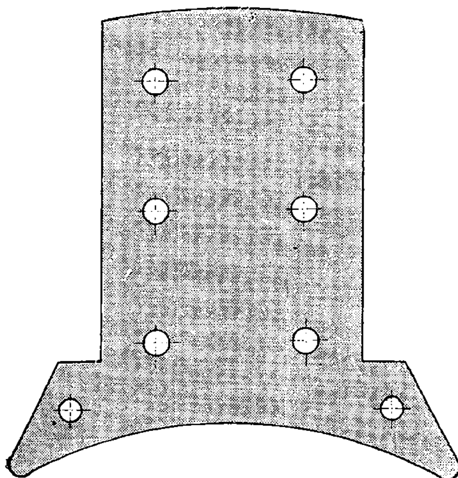


Fig. 2.4. Tolă pentru polul inductor

Jugul inductor. Jugul inductor îndeplineşte de obicei la maşina de curent continuu şi rolul de carcasă. Polii inductori şi polii de comutaţie sînt fixaţi prin buloane de jugul inductor. În acest scop jugul este executat din oţel sau (mai rar) din fontă. Lungimea jugului inductor este mai mare decît lungimea polului inductor, astfel încît aceasta să protejeze şi bobinele polilor inductori, respectiv ale polilor de comutaţie. Pe carcasă se prevăd cutia de borne, plăcuţa indicatoare conform STAS 3528—63, inelul de ridicare, tălpile de fixare.

Scuturile. Pentru centrarea şi susţinerea rotorului faţă de stator, maşina de curent continuu este prevăzută cu scuturi frontale executate fie din oţel sau fontă turnată, fie din tablă de oţel sudată. În scuturi sînt prevăzute lagărele în care se învîrteşte axul maşinii. Pe scutul situat de partea colectorului este montat colierul cu tijele portperiilor, portperiile şi periile.

Lagărele maşinii de curent continuu sînt de alunecare (la generatoare şi la maşini de puteri mari), sau de rulare (la maşini de puteri mici şi mijlocii — îndeosebi la motoare).

2.2. DETERMINAREA PUTERII ELECTROMAGNETICE ŞI A TENSIUNII ELECTROMOTOARE

La maşina de curent continuu, *puterea electromagnetică* se exprimă în funcţie de puterea nominală şi de randament, iar *tensiunea electromotoare* se exprimă în funcţie de tensiunea la borne şi de randament.

Puterea electromagnetică P_i la funcţionarea maşinii în regim de generator este egală cu puterea nominală $P_n = P$ a maşinii plus pierderile elec-

trice din circuitul indusului P_J, la care se adaugă — în cazul maşinilor cu autoexcitaţie — şi pierderile din circuitul de excitaţie P_e, iar la funcţionarea în regim de motor este egală cu puterea nominală plus suma pierderilor mecanice şi de ventilaţie $P_{f,v}$ şi în miezul feromagnetic P_m; prin urmare:

la generator $P_i = P + P_J + P_e$, (1)

la motor $P_i = P + P_{J,v} + P_m$. (2)

Pentru a stabili o expresie a puterii electromagnetice în funcţie de puterea nominală şi de randament se presupune că pierderile electrice $P_J + P_e$ sînt egale cu pierderile acoperite pe cale mecanică $P_{f,v} + P_m$

$$P_J + P_e \approx P_{f,v} + P_m; \tag{3}$$

din definiţia randamentului:

$$\eta = \frac{P}{P + P_J + P_e + P_{f,v} + P_m}, \tag{4}$$

rezultă cu ipoteza exprimată de relaţia (3):

$$P_J + P_e \approx P_{f,v} + P_m = \frac{1-\eta}{2\eta} P. \tag{5}$$

În consecinţă, expresia puterii electromagnetice din relaţiile (1) şi (2) devine:

$$P_i = \frac{1+\eta}{2\eta} P. \tag{6}$$

Randamentul η se precizează în comparaţie cu maşinile construite sau în funcţie de eficienţa tehnico-economică a maşinii; maşinile cu randament ridicat necesită un consum specific de materiale mai mare şi, prin urmare, preţul lor de cost este mai mare şi invers: maşinile al căror preţ de cost este redus au randamentul în general mai scăzut şi costul pierderilor care se produc, la exploatarea maşinii, este mai mare. Maşina este eficientă cînd cheltuielile totale (suma dintre preţul de cost raportat la durata de funcţionare şi costul pierderilor anuale) sînt minime.

În figura 2.5 sînt reprezentate curbe ale randamentului, în funcţie de putere şi turaţie pentru maşini construite.

Tensiunea electromotoare U_e la regim nominal de funcţionare rezultă din ecuaţia tensiunilor:

$$U_e = U_b \pm (RI_t + \Delta U_p); \tag{7}$$

semnul (+) corespunde funcţionării maşinii în regim de generator, iar semnul (—) în regim de motor; I_t este curentul din circuitul indusului egal cu curentul I din reţea la maşinile cu excitaţie separată sau serie; dacă i_e este curentul de excitaţie la maşina cu excitaţie derivaţie, iar I curentul luat de maşină de la reţea, rezultă $I_t = I + i_e$ [semnul (+) corespunde funcţio-

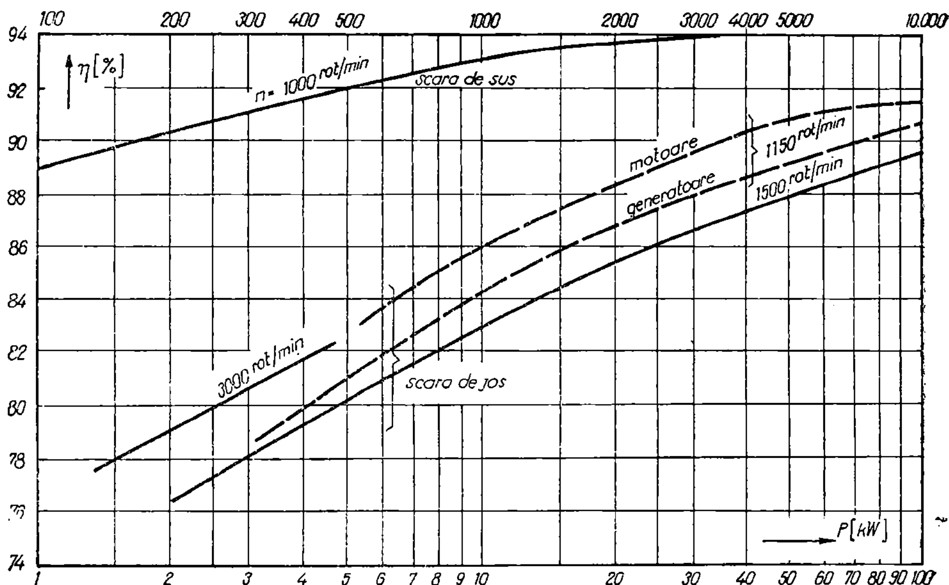


Fig. 2.5. Curbele randamentului la maşini construite (curbele trasate pentru turaţia 1 150 rot/min corespund unor maşini de fabricaţie americană).

nării maşinii în regim de generator, iar semnul (—) în regim de motor]. Dacă se neglijează căderea de tensiune la perii ΔU_p şi pierderile în circuitul de excitaţie (deci $I_t \approx I$), pentru căderea de tensiune din circuitul indusului rezultă din relaţia (5) expresia:

$$RI = \frac{1-\eta}{2\eta}\,\frac{P}{I}; \tag{8}$$

în care R este rezistenţa circuitului indusului; la generator $P = U_b I$, iar la motor $\frac{P}{\eta} = U_b I$, încît rezultă:

$$RI = \frac{1+\eta}{2\eta}\,U_b \text{ la funcţionarea maşinii în regim de generator;} \tag{9}$$

$$RI = \frac{1+\eta}{2}\,U_b \text{ la funcţionarea maşinii în regim de motor.} \tag{10}$$

Înlocuind pe RI în relaţia (7), cu ipotezele menţionate mai sus, rezultă pentru t.e.m. următoarele expresii de calcul:

$$U_e = \frac{1+\eta}{2\eta}\,U_b \text{ pentru generator,} \tag{11}$$

$$U_e = \frac{1+\eta}{2}\,U_b \text{ pentru motor.} \tag{12}$$

După dimensionarea înfăşurărilor maşinii, valoarea t.e.m. trebuie recalculată conform relaţiei (7) şi trebuie să coincidă cu cea aproximată în calculul de mai sus.

2.3. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE SI DETERMINAREA NUMĂRULUI DE POLI

a. **Dimensiunile principale.** Dimensiunile principale ale unei maşini electrice de curent continuu, diametrul indusului D de partea întrefierului, lungimea ideală l_i a maşinii şi lungimea ideală b_i a arcului polar se calculează în funcţie de puterea electromagnetică P_i :

$$P_i = U_e I, \tag{13}$$

prin exprimarea tensiunii electromotoare U_e şi a curentului I din indus, în funcţie de dimensiunile maşinii şi de solicitări ; astfel, tensiunea electromotoare indusă în înfăşurarea rotorului are expresia :

$$U_e = \frac{p}{a} nN \alpha_i \tau \, l_i B_\delta, \tag{14}$$

în care :

p este numărul de perechi de poli;
a — numărul de perechi de căi de curent;
N — numărul de conductoare al înfăşurării indusului;
α_i — factorul de acoperire polară ideală [relaţia (18), cap. 1];
τ — pasul polar $\left(\tau = \frac{\pi D}{2p}\right)$;
B_δ — inducţia magnetică în întrefier.

Curentul din indus se exprimă astfel :

$$I = \frac{\pi DA}{N} 2a, \tag{15}$$

în care A este pătura de curent.

Înlocuind pe U_e şi I în relaţia (13), rezultă :

$$P_i = \pi^2 n \, \alpha_i \, D^2 \, l_i \, AB_\delta. \tag{16}$$

Se notează cu :

$$\sigma = \alpha_i \, AB_\delta \tag{17}$$

şi reprezintă efortul tangenţial mediu egal cu forţa tangenţială pe unitatea de suprafaţă laterală a indusului $\left(\sigma = \frac{\frac{M}{R}}{\pi D l_i}\right.$, M fiind cuplul electromagnetic, iar R — raza indusului$\left.\right)$; valoarea forţei tangenţiale specifice este cuprinsă între 50 şi 300 N/dm².

În proiectarea maşinilor electrice s-a mai introdus notaţia :

$$C = \pi^2 \alpha_i A B_\delta = \pi^2 \sigma, \tag{18}$$

denumită constanta de utilizare a maşinii.

Cu aceste notaţii relaţia (16) devine :

$$P_i = \pi^2 D^2 l_i n \sigma \tag{19}$$

sau :

$$P_i = D^2 l_i n C; \tag{20}$$

prin urmare, conform acestor relaţii, puterea electromagnetică a maşinii de curent continuu este direct proporţională cu volumul aparent al indusului $V_t = \frac{\pi D^2 l_i}{4}$, cu turaţia n şi cu forţa tangenţială specifică σ, respectiv cu constanta C a maşinii.

Exemplu. Calculul volumului indusului al unui motor de curent continuu:

$$P_n = 10 \text{ kW}, \; n = 1500 \text{ rot/min}.$$

La $P_n = 10$ kW, rezultă din figura 2.5 randamentul $\eta = 0{,}83$.

Puterea electromagnetică calculată după relaţia (6) este :

$$P_i = 10 \frac{1 + 0{,}83}{2 \times 0{,}83} = 11 \text{ kW}.$$

La $\frac{P_n}{n} = \frac{10\,000}{1\,500} = 6{,}67$ W/rot/min, rezultă din figura 2.7, $C = 85...110$ J/dm^3;

se alege, de exemplu, $C = 92$ J/dm^3.

Cu această valoare pentru C se calculează mărimea $D^2 l_i$ proporţională cu volumul indusului, după relaţia (20) :

$$D^2 l_i = \frac{P_i}{n} \frac{1}{C} = \frac{11\,000}{1\,500/60} \cdot \frac{1}{92} = 4{,}8 \text{ dm}^3.$$

Din volumul aparent al indusului numai o parte este ocupat de miezul feromagnetic; rămîne o parte inactivă reprezentată de spaţiul din interiorul jugului.

Luînd valori mari pentru solicitările electrice şi magnetice (A şi B_δ) ale maşinii cresc pierderile în maşină şi creşte totodată încălzirea maşinii la putere electromagnetică P_i dată; la valori mici ale solicitărilor şi putere electromagnetică dată, creşte conform relaţiei (16) volumul aparent al indusului, creşte deci preţul de cost al maşinii.

Valorile solicitărilor electrice şi magnetice întîlnite uzual la maşini construite sînt indicate în figura 2.6, în care s-a reprezentat A şi B_δ în funcţie de raportul P/n; forţa tangenţială specifică, respectiv constanta C la maşini construite sînt reprezentate în figura 2,7, în funcţie de raportul P/n.

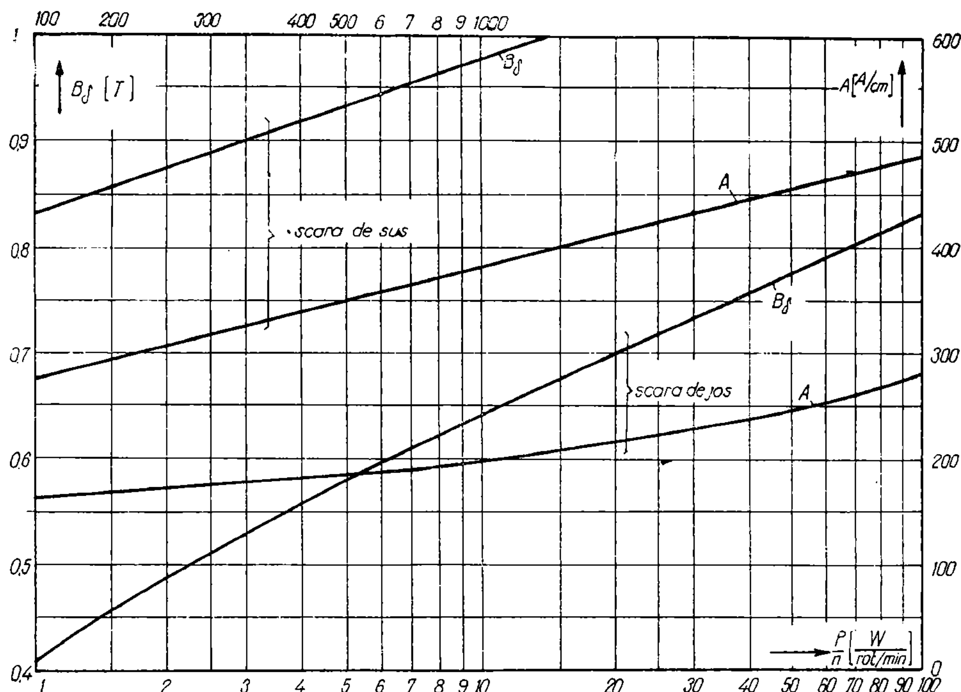


Fig. 2.6. Inducția magnetică în întrefier și pătura de curent în funcție de raportul P/n la mașinile de curent continuu cu poli de comutație.

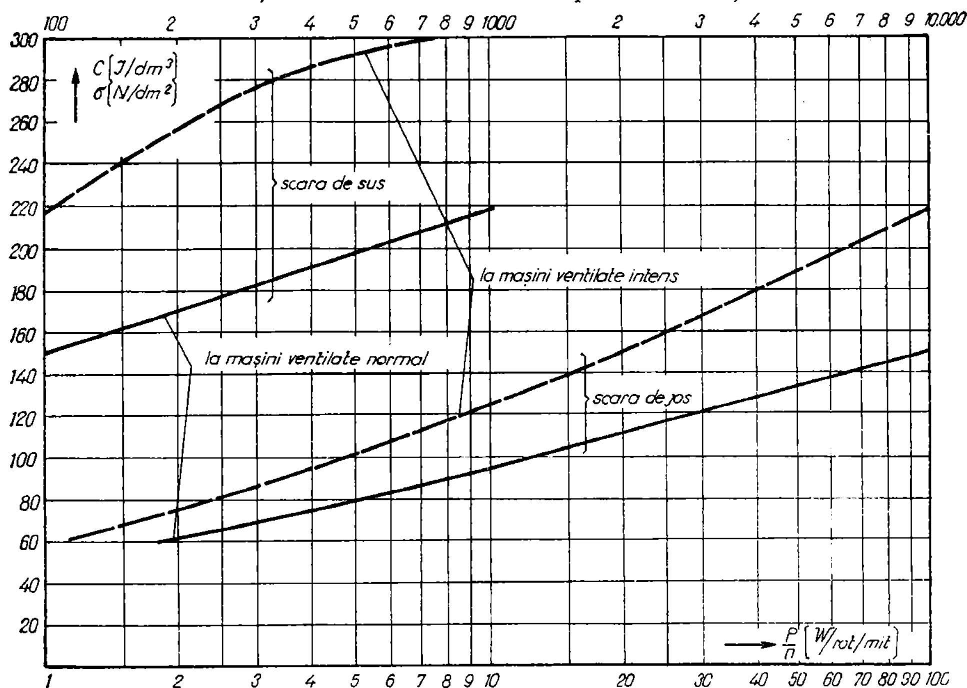


Fig. 2.7. Forța tangențială specifică σ și constanta de utilizare a mașinii C în funcție de P/n la mașinile cu poli de comutație.

Considerînd cunoscute valorile mărimilor A şi B_δ, respectiv σ sau C, una din relaţiile (16), (19) sau (20), reprezintă o ecuaţie avînd drept necunoscute dimensiunile principale D şi l_i ale maşinii.

Pentru determinarea dimensiunilor principale mai este necesară încă o relaţie care se stabileşte în funcţie de datele nominale şi de condiţiile de funcţionare, avîndu-se în vedere că valoarea maximă a tensiunii dintre lamele este limitată, valoarea maximă a vitezei periferice a indusului este limitată, iar raportul $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ trebuie să aibă o valoare determinată, astfel încît preţul de cost al maşinii să fie minim (respectiv volumul înfăşurării — la volum aparent dat al miezului feromagnetic din indus — să fie minim).

α) *Tensiunea între lamele este limitată.* Pentru a se evita apariţia scînteilor între lamele, tensiunea dintre lamele este limitată. O tensiune mare între lamele rezultă îndeosebi la maşinile de puteri mari; acestea se execută cu o spiră pe bobină, astfel încît expresia t.e.m. maximă indusă în bobină la funcţionarea în gol a maşinii este :

$$u_{e1} = 2 v l_i B_\delta, \tag{21}$$

sau cu $v = \pi D n$, se poate scrie :

$$u_{e1} = 2\pi D n l_i B_\delta. \tag{22}$$

Valoarea maximă admisibilă pentru tensiunea între lamele, la funcţionarea în gol, este :

$u_{e1\,max} = 30$ V la maşinile echipate cu înfăşurări de compensare;

$u_{e1\,max} = 20$ V la maşinile fără înfăşurări de compensare. (23)

Cînd tensiunea între lamele reprezintă o condiţie limitativă, relaţia (22) reprezintă cea de-a doua ecuaţie pentru dimensiunile principale ale maşinii. În acest caz, din (16) şi (22) rezultă :

$$P_i = \frac{u_{e1\,max}}{2} \pi \alpha_i D A ; \tag{24}$$

de unde :

$$D = \frac{2 P_i}{\pi u_{e1\,max} \alpha_i A}, \tag{25}$$

iar

$$l_i = \frac{u^2_{e1\,max}\, \alpha_i A}{4 P_i n B_\delta}. \tag{26}$$

β) *Viteza periferică este limitată.* La maşinile de puteri mari şi turaţie mare, viteza periferică a indusului reprezintă o condiţie limitativă; la maşinile de curent continuu viteza este limitată la $v_{max} \leqslant 50$ m/s. Din această condiţie rezultă la turaţia n dată, diametrul maxim al indusului

$$D = \frac{v_{max}}{\pi n} ; \tag{27}$$

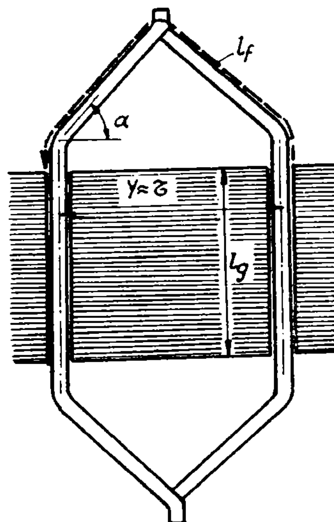


Fig. 2.8. Dimensiunile unei spire a înfăşurării indusului.

înlocuind pe D în (16), rezultă lungimea ideală a maşinii.

$$l_i = \frac{P_i n}{v_{max}^2 \alpha_i A B_\delta} . \tag{28}$$

γ) *Raportul* $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ *optim*. La maşinile de puteri mici şi mi[illegible] siunea între lamele şi viteza perferică a indusului au valori mici şi nu reprezintă condiţii restrictive pentru dimensionarea maşinii. În acest caz, cea de-a doua relaţie pentru determinarea dimensiunilor principale se obţine din condiţia de a se realiza o maşină care la un volum dat al miezului indusului [relaţia (16), (19) sau (20)] să necesite un volum minim pentru înfăşurarea din indus şi înfăşurarea de excitaţie.

O spiră a înfăşurării indusului, are lungimea minimă la suprafaţă dată cînd lungimea sa frontală $2l_f \approx 2\frac{\tau}{\cos\alpha}$ este aproximativ egală cu lungimea axială $2l_g \approx 2l_i$ (v. fig. 2.8); rezultă astfel:

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{1}{\cos\alpha}, \tag{29}$$

Unghiul α de înclinarea capătului de bobină este aproximativ de 30°; prin urmare, relaţia (29) devine :

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{2}{\sqrt{3}}, \tag{30}$$

O spiră a înfăşurării de excitaţie a cărei deschidere (distanţa dintre laturi) este aproximativ jumătate din pasul polar, are lungimea minimă pentru:

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{1}{2}. \tag{31}$$

În consecinţă, volumul total la înfăşurării indusului şi înfăşurării de excitaţie este minim, pentru raportul λ cuprins între limitele :

$$0{,}5 \leqslant \lambda = \frac{l_i}{\tau} \leqslant 1{,}16. \qquad (32)$$

Deoarece problema nu prezintă un optimum critic, abateri relativ sensibile ale parametrului λ de la valoarea sa optimă, nu conduc la abateri sensibile ale volumului înfăşurărilor de la valoarea minimă.

Luînd o valoare pentru raportul λ cuprinsă între limitele de mai sus, rezultă din relaţia (19) diametrul D

$$D = \frac{1}{\pi} \sqrt[3]{\frac{2pP_i}{\lambda n \sigma}}; \qquad (33)$$

se calculează apoi pasul polar τ şi lungimea ideală $l_i = \lambda\tau$.

Pentru a determina diametrul D din relaţia (33) trebuie precizat mai întîi numărul de poli $2p$ ai maşinii.

b. **Numărul de poli la maşina de curent continuu.** La o turaţie nominală dată prin tema de proiectare, numărul de perechi de poli se determină din condiţia ca frecvenţa curenţilor turbionari induşi în miezul indusului

$$f = pn \qquad (34)$$

să nu depăşească $f_{max} = 50...100$ Hz; prin urmare,

$$p \leqslant \frac{f_{max}}{n}, \qquad (35)$$

în care turaţia n se ia în rot/s.

Pentru a ilustra consideraţiile următoare s-au desenat schematic în figura 2.9 două secţiuni transversale prin maşina de curent continuu, avînd aceleaşi date nominale (prin urmare, acelaşi D şi l_i) însă una corespunzătoare unei maşini bipolare (fig. 2.9,*a*), iar alta corespunzătoare unei maşini tetrapolare (fig. 2.9,*b*); faţă de maşina bipolară, la maşina tetrapolară pasul polar se reduce la jumătate, scad înălţimile jugurilor din inductor şi indus la

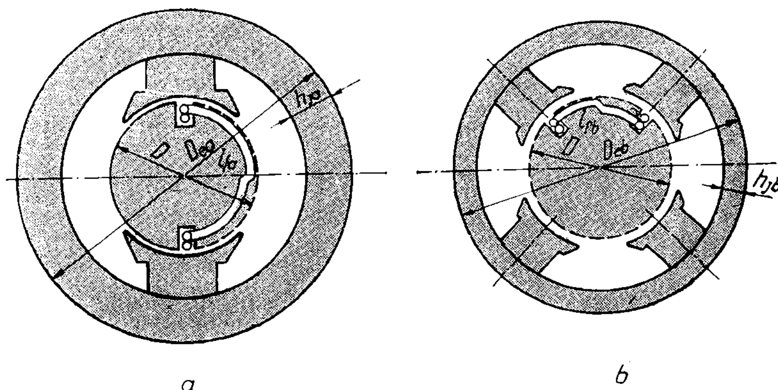


Fig. 2.9. Secţiune transversală schematică printr-o maşină de curent continuu.

jumătate, scade întrefierul (deoarece se reduce solenaţia de reacţie a indusului pe pol), iar numărul de poli se dublează.

În consecinţă, la aceleaşi inducţii în întrefier şi în juguri, maşina cu un număr mai mare de poli este mai compactă (diametrul exterior $D_{eb} < D_{ea}$), are volumul miezului feromagnetic mai redus, necesită o cantitate de material conductor pentru înfăşurarea indusului mai mică, fiindcă se reduce lungimea capetelor de bobină ($l_{fb} < l_{fa}$). La maşina cu un număr mai mare de poli pierderile în miezul indusului cresc (frecvenţa de magnetizare este mai mare), iar pierderile în înfăşurarea indusului scad. Volumul înfăşurării de excitaţie creşte întrucîtva, deoarece creşte numărul bobinelor o dată cu numărul de poli; capetele de bobină sînt însă mai scurte, solenaţia de excitaţie este mai mică, şi în consecinţă, bobinele se construiesc cu un număr mai redus de spire (lărgimea întrefierului la maşina cu număr mai mare de poli este mai mică, fiindcă solenaţia de reacţie a indusului $\alpha_i \tau A$ este mai mică). Execuţia maşinilor cu număr mai mare de poli implică o manoperă mai mare; maşinile cu număr mai mare de poli prezintă un flux de scăpări între polii inductori mai mare (deoarece se reduce intervalul dintre piesele polare).

La maşina avînd în indus o înfăşurare buclată, numărul de căi de curent $2a$ depinde şi de numărul de poli:

$$2a = 2\,mp, \tag{36}$$

m fiind ordinul de multiplicitate al înfăşurării; din expresia tensiunii electromotoare indusă în înfăşurare

$$U_e = \frac{p}{a} nN\Phi, \tag{37}$$

în care se înlocuieşte a rezultat din relaţia (36), se obţine:

$$U_e = \frac{1}{m} nN \frac{1}{p} (p\Phi); \tag{38}$$

din această relaţie rezultă că valoarea t.e.m. este invers proporţională cu numărul de poli, dacă fluxul total $p\Phi$ şi numărul de conductoare sînt constante (Φ este fluxul util al unui pol: $\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta$).

Uneori este necesar să se calculeze preţul de cost al maşinii şi pierderile la diferite numere de perechi de poli pentru a putea preciza prin comparaţie numărul de poli la care rezultă o maşină optimă.

Orientativ se prezintă în tabela 2.1 numerele de perechi de poli (uzuale la maşina de curent continuu), în funcţie de putere şi turaţie.

Tabela 2.1

Numărul de perechi de poli la maşina de curent continuu

P kW \ n rot/min	⩽ 500	750	1 000	1 500	3 000
< 1					1
1— 10	—	2; 3	2	2	1; 2
10— 100	—	3; 4; 6	2; 3	2	1; 2
100—2000	4; 5; 6; 8	3; 4; 6	2; 3; 4	2	1; 2

După ce se determină dimensiunile principale D, l_i şi numărul de poli $2p$, se poate calcula lungimea ideală a arcului polar, după relaţia (18) din cap. 1; factorul de acoperire polară are o valoare mai redusă la maşina cu poli de comutaţie, deoarece în spaţiul dintre polii principali trebuie dispuşi polii de comutaţie. De aceea

$0,6 \leqslant \alpha_i \leqslant 0,75$ la maşinile cu poli de comutaţie

$0,7 \leqslant \alpha_i \leqslant 0,85$ la maşinile fără poli de comutaţie;

valorile mari ale factorului de acoperire polară ideală corespund maşinii cu zonă de comutaţie mică (maşini cu înfăşurarea indusului simplă, de construcţie normală).

2.4. SOLICITĂRILE ELECTRICE ŞI MAGNETICE ÎN MAŞINA DE CURENT CONTINUU

Inducţia magnetică în întrefier şi pătura de curent intervin în ecuaţia puterii electromagnetice, pe baza căreia se determină dimensiunile principale ale maşinii. De valorile acestor solicitări depind şi caracteristicile de funcţionare ale maşinii.

Pătura de curent intervine în expresia de calcul a încălzirii rotorului şi în expresia tensiunii electromotoare de autoinducţie, indusă în bobina care comută.

Inducţiile magnetice în întrefier şi în dinţii indusului intervin la calculul solenaţiei de excitaţie şi de valorile lor depind în principal dimensiunile înfăşurării de excitaţie, pierderile în miez şi factorul de saturaţie al maşinii.

Inducţiile magnetice în juguri au valori mai reduse la maşini cu poli de comutaţie, pentru a rezulta o caracteristică rectilinie pentru polii de comutaţie.

Densitatea de curent în înfăşurări intervine la calculul încălzirilor şi la calculul pierderilor.

Precizarea valorilor acestor solicitări poate fi făcută prin dimensionarea. maşinii în mai multe variante şi reţinerea acelora care sînt mai avantajoa se

Valori orientative pentru *inducţia magnetică* în întrefier şi pentru *pătura de curent* au fost prezentate în figura 2.6; din aceasta rezultă că:

la maşinile mici $0,4 \leqslant B_\delta \leqslant 0,7$ T, iar $150 \leqslant A \leqslant 300$ A/cm,

la maşini mijlocii şi mari $0,7 \leqslant B_\delta \leqslant 1,1$ T, iar $300 \leqslant A \leqslant 500$ A/cm.

Pentru solicitările magnetice ale diferitelor porţiuni ale miezului feromagnetic se indică următoarele valori orientative:

— în jugul indusului		$B_{ji} = 1 \ldots 1,5$ T
— în dinţii indusului:	cu pereţii paraleli	$B_z = 1,7 \ldots 1,9$ T
	cu pereţii oblici	$B_{zmax} = 2 \ldots 2,5$ T
— în miezul polilor principali		$B_p = 1,2 \ldots 1,7$ T

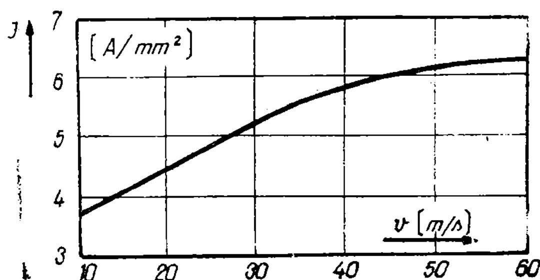


Fig. 2.10. Densitatea de curent în indus în funcţie de viteza periferică.

— în jugul statorului : { executat din oţel $B_j = 1{,}1 \dots 1{,}5$ T; executat din fontă $B_j = 0{,}5 \dots 0{,}7$ T }

— în miezul polului de comutaţie $B_{mk} < 1$ T

Valorile densităţilor de curent în diferitele înfăşurări se precizează în funcţie de viteza periferică a indusului şi de construcţia acestora.

În figura 2.10 este reprezentată valoarea densităţii de curent în înfăşurarea indusului în funcţie de viteza periferică a indusului.

În înfăşurările inductorului, valorile orientative ale densităţii de curent sînt următoarele :

— în înfăşurările polilor principali

$2 \leqslant J \leqslant 4$A/mm² (la înfăşurări într-un strat sau cu canale de ventilaţie)

$1{,}2 \leqslant J \leqslant 2{,}5$ A/mm² (la înfăşurări în mai multe straturi);

— în înfăşurările polilor de comutaţie

$2{,}5 \leqslant J \leqslant 4$ A/mm²

După ce se calculează caracteristicile de funcţionare, randamentul şi încălzirea maşinii se pot trage concluzii cu privire la valorile solicitărilor luate iniţial în calcul.

2.5. CALCULUL ÎNFĂŞURĂRII INDUSULUI MAŞINII DE CURENT CONTINUU

Pentru execuţia înfăşurării trebuie să se cunoască următoarele date care se determină la proiectarea maşinii : tipul şi schema înfăşurării, numărul de conductoare pe crestătură, materialul şi secţiunea conductorului şi masa înfăşurării. Dimensiunile conductorului se precizează o dată cu dimensionarea crestăturii [16], [17], [18].

O dată cu dimensionarea înfăşurării se precizează şi numărul de lamele ale colectorului şi se determină dimensiunile principale ale acestuia.

a. **Caracteristicile înfăşurărilor.** Înfăşurarea indusului maşinii de curent continuu este repartizată în crestături şi se construieşte în tobă (sau în tambur), în două straturi.

α) Caracteristicile constructive şi condiţiile de simetrie ale înfăşurărilor normale

La înfăşurarea buclată, relaţia între paşii y_1 la întoarcere, y_2 la ducere şi pasul rezultant y (măsuraţi în lamele de colector) este :

$$y_1 - y_2 = y; \tag{39}$$

pasul la ducere este aproximativ egal cu pasul diametral $y_1 \approx \frac{K}{2p}$, în care $K = uZ$ este numărul de lamele la colector, Z — numărul de crestături, iar u numărul de bobine elementare (secţii) pe crestătură.

Înfăşurările buclate simple au $y = \pm 1$ (semnul + corespunde înfăşurărilor neîncrucişate, iar semnul — înfăşurărilor încrucişate).

Înfăşurările buclate multiple au $y = \pm m$ (semnele $\pm$ au aceeaşi semnificaţie ca mai sus), m fiind ordinul de multiplicitate al înfăşurării.

Numărul perechilor de căi de curent la înfăşurarea buclată este

$$a = mp. \tag{41}$$

Condiţiile de simetrie ale înfăşurărilor buclate sînt :

$$\frac{Z}{p} = \text{număr întreg}. \tag{42}$$

La înfăşurările care au un număr de lamele la colector egal cu numărul crestăturilor (deci o bobină elementară pe crestătură) $u = 1$,

$$\frac{Z}{p} \text{ poate fi par sau impar.}$$

La înfăşurările cu mai multe bobine pe crestătură, $u > 1$, este recomandabil ca $\frac{Z}{p}$ şi $\frac{K}{p}$ să fie impare.

Pasul legăturilor echipotenţiale la înfăşurările buclate este $y_e = \frac{K}{p}$.

La înfăşurarea ondulată, relaţia dintre paşii elementari este :

$$y_1 + y_2 = y. \tag{43}$$

Pasul y_1 la ducere se ia aproximativ egal cu pasul polar (măsurat în numere de lamele)

$$y_1 \approx \frac{K}{2p}.$$

Pasul rezultant la înfăşurările ondulate multiple este :

$$y = \frac{K \mp m}{p} \tag{44}$$

[semnul (—) corespunde înfăşurărilor neîncrucişate, iar semnul (+) înfăşurărilor încrucişate].

Numărul perechilor de căi de curent la înfăşurările ondulate este

$$a = m. \tag{45}$$

Condiţiile de simetrie ale înfăşurărilor ondulate sînt următoarele:

$$\frac{p}{a}, \quad \frac{Z}{a} \text{ şi } \frac{K}{a} = \text{numere întregi}$$

Dacă pasul y_1 este divizibil prin u, înfăşurarea este normală; dacă y_1 este prim faţă de u, înfăşurarea rezultă în trepte.

Pasul legăturilor echipotenţiale la înfăşurările ondulate multiple este $y_e = \frac{K}{a}$.

Înfăşurarea combinată se compune dintr-o înfăşurare buclată simplă şi una ondulată multiplă şi îndeplineşte condiţia ca numărul de căi de curent ($2a_b$) al înfăşurării buclate simple să fie egal cu numărul de căi de curent ($2a_o$) al înfăşurării ondulate multiple; prin urmare, cu relaţiile (41) şi (45) scrise corespunzător rezultă:

$$p = m_o. \tag{46}$$

În consecinţă, pentru pasul rezultant al înfăşurării ondulate multiple [relaţia (44)] cu m_o din relaţia (46) rezultă:

$$y_o = \frac{K}{p} - 1. \tag{47}$$

β. *Alegerea tipului de înfăşurare.* Numărul de conductoare al înfăşurării fiind dat de expresia

$$N = \frac{aU_e}{pn\Phi}, \tag{48}$$

rezultă că un număr mic de conductoare N se obţine pentru un număr cît mai mic de perechi de căi de curent a; în acest caz secţiunea conductorului care este funcţie de curentul pe cale de curent $I/2a$ are valoarea cea mai mare şi izolaţia ocupă un spaţiu redus în crestătură. De aceea se preferă o înfăşurare ondulată simplă pentru maşinile de puteri mici şi mijlocii, avînd tensiunea la borne ridicată şi turaţia joasă. Înfăşurarea ondulată simplă nu necesită legături echipotenţiale.

Curentul pe cale de curent trebuie să fie sub 200—300 A pentru a se putea executa uşor înfăşurarea, dar cît mai apropiat de aceste valori pentru a rezulta o umplere satisfăcătoare a crestăturii.

Numărul de căi de curent determină tipul de înfăşurare; la maşinile de puteri mari sau de tensiune joasă, rezultă adesea un conductor pe latura de bobină, iar înfăşurarea se execută din bare. La înfăşurările în bare, numărul de conductoare este egal cu dublul numărului de lamele la colector

$$N = 2K, \tag{49}$$

iar

$$a = K \frac{n}{U_e} 2p\, \Phi. \tag{50}$$

Ordinea de preferință a tipurilor de înfășurări este următoarea :

— la mașinile mici ($0{,}2 \leqslant P/n \leqslant 7$ W/rot/min), bipolare : înfășurare buclată simplă sau ondulată simplă;

— la mașinile mici multipolare : înfășurare ondulată simplă;

— la mașinile de putere mijlocie ($7 \leqslant P/n \leqslant 150$ W/rot/min), cu un număr mic de poli : înfășurare buclată simplă;

— la mașinile de putere mijlocie, cu număr mare de poli : înfășurare ondulată simplă sau înfășurare ondulată multiplă;

— la mașinile de puteri mari ($150 \leqslant P/n \leqslant 1\,400$ W/rot/min); înfășurare buclată multiplă sau înfășurare combinată.

γ *Numărul de crestături în indus și numărul de lamele la colector.*

Un număr mare de crestături pe pol este mai favorabil pentru o bună funcționare a mașinii, deoarece se îngustează zona de comutație și lungimea arcului polar al piesei polare poate crește; t.e.m. de autoinducție este mai uniformă, iar comutația este mai bună.

La număr mic de crestături, mașina devine zgomotoasă; datorită pasului mare al crestăturii se produc vibrații ale mediului de răcire și ale dinților. În schimb, crește spațiul destinat înfășurării, fiindcă scade izolația totală a crestăturilor.

Se recomandă, pentru numărul de crestături pe pol în funcție de diametrul indusului, următoarele valori :

$8 \leqslant \frac{Z}{2p} \leqslant 12$, pentru $D < 25$ cm (iar puterea nominală $P_n < 100$ kW);

$12 \leqslant \frac{Z}{2p} \leqslant 16$, pentru $D \geqslant 25$ cm (iar puterea nominală $P_n \geqslant 100$ kW).

Numărul de crestături se alege astfel încît pasul crestăturii să fie cuprins între 1 cm pînă la 2,5 cm; procedînd astfel, procesul tehnologic este mai simplu, iar pulsațiile cîmpului magnetic din întrefier nu sînt prea mari.

Pentru a se evita apariția pulsațiilor longitudinale ale cîmpului magnetic de-a lungul circuitului magnetic — datorită prezenței crestăturilor, numărul de crestături pe pol se alege fracționar (și anume 8,5—9,5—10,5 și așa mai departe); lungimea arcului polar se dimensionează astfel încît să acopere un multiplu întreg, plus jumătate dintr-un pas de crestătură.

Definitivarea numărului de crestături se face după ce s-a precizat tipul de înfășurare, deoarece înfășurările ondulate se pot executa numai pentru anumite numere de crestături și anume pentru acelea la care y (pasul rezultant) din relația (44) rezultă un număr întreg.

Numărul minim de lamele la colector este determinat de tensiunea $u_{e1\,max}$ maxim admisibilă între lamele [relația (23)].

$$K_{min} = \frac{2p\, U_e}{u_{e1\,max}}. \tag{51}$$

Pe de altă parte, pentru a rezulta o comutaţie bună, numărul de conductoare pe bobină trebuie să fie cît mai mic şi deci numărul de lamele la colector cît mai mare. Numărul maxim de lamele la colector este determinat însă de pasul minim $\tau_{k\,min}$ la colector (de care depinde grosimea lamelei) şi de diametrul colectorului D_k (care nu poate depăşi diametrul indusului).

$$K_{max} = \frac{\pi D_k}{\tau_k}; \tag{52}$$

pentru $20 \leqslant D \leqslant 50$ cm se alege $D - 2h_c \leqslant D_k \leqslant D$ şi pasul la colector $0{,}3 \leqslant \tau_k \leqslant 0{,}45$ cm, pentru $50 \leqslant D \leqslant 400$ cm se alege $0{,}6 \leqslant D_k \leqslant 0{,}85\ D$ şi pasul la colector $0{,}45 \leqslant \tau_k \leqslant 0{,}6$ cm, h_c fiind înălţimea crestăturii. La maşinile de puteri mai mari, diametrul colectorului este mai mic pentru a realiza o funcţionare uniformă a periilor şi a reduce pierderile de frecare la colector; în acest scop, viteza periferică a colectorului se alege pînă la cel mult $v_k = 35$ m/s.

b. **Dimensionarea conductorului şi crestăturii**. α. *Dimensionarea conductorului*. Numărul de conductoare se determină în funcţie de tensiunea electromotoare după relaţia (48), în care Φ este fluxul util pe pol. Numărul de conductoare trebuie să fie divizibil prin $2Z$ pentru a rezulta un număr întreg de conductoare pentru fiecare latură de bobină. La maşinile cu u bobine — identice — pe crestătură, numărul de conductoare trebuie să fie divizibil cu $2Zu$. După ce se precizează numărul de conductoare N se recalculează fluxul Φ după relaţia (48).

Numărul de conductoare se poate determina şi în funcţie de pătura de curent după relaţia (15).

Aria secţiunii conductorului rezultă din relaţia:

$$s_c = \frac{I_t}{2aJ}, \tag{51}$$

în care:

$I_t/2a$ este curentul din indus pe calea de curent;
J — densitatea de curent a cărei valoare poate fi adoptată într-un prim calcul după figura 2.10.

Curentul din indus I_t rezultă din relaţiile următoare:

$I_t = \dfrac{P}{U_b} + i_e$ la generatoarele de curent continuu, cu excitaţie derivaţie;

$I_t = \dfrac{P}{\eta U_b} - i_e$ la motoarele de curent continuu cu excitaţie derivaţie;

$I_t = I$ la maşinile de curent continuu cu excitaţie serie.

Cunoscînd aria secţiunii s_c şi ţinînd seamă de dimensiunile conductoarelor standardizate (v. anexele 2 şi 3) se stabilesc dimensiunile conductorului. Pînă la o arie a secţiunii conductorului de 4—6 mm² se aleg conductoare de secţiune circulară; conductoarele a căror arie a secţiunii

depăşeşte 4—6 mm² se aleg în general de secţiune dreptunghiulară. Precizarea dimensiunilor conductorului se face o dată cu precizarea dimensiunilor crestăturii.

Înălţimea conductoarelor de secţiune dreptunghiulară trebuie să fie sub înălţimea critică (v. 1.3.3.3,*b*) dată de expresia:

$$h_{cr} = \frac{1{,}9\sqrt[3]{1+\lambda}}{\alpha m^{2/3}}\sqrt[6]{\frac{b_{pe}+(u-1)\tau_k}{\tau'}}, \tag{53}$$

în care:

m este numărul de straturi suprapuse din crestătură;
τ_k — pasul lamelei la colector;
b_{pe} — lăţimea periei;
$\lambda = \frac{l_f}{l_g}$,
α — v. relaţia (136), cap. 1;
τ' — pasul polar raportat la diametrul colectorului $\tau' = \tau\frac{D_k}{D}$.

Numai în acest caz pierderile suplimentare în înfăşurarea indusului sînt mici.

β *Dimensionarea crestăturii.* În crestătură trebuie dispuse $\frac{N}{Z}$ conductoare; dimensiunile crestăturii trebuie determinate astfel încît inducţia magnetică aparentă maximă în dinte să nu depăşească valorile limită admisibile, menţionate în 2.4. Din prima condiţie rezultă ecuaţia:

$$\frac{N}{Z}s_c = k_u h_c b_c, \tag{54}$$

în care:

h_c şi b_c sînt dimensiunile crestăturii (fig. 2.11, *a* şi *b*);
k_u — factorul de umplere al crestărurii [a cărui definiţie rezultă chiar din relaţia (54)].

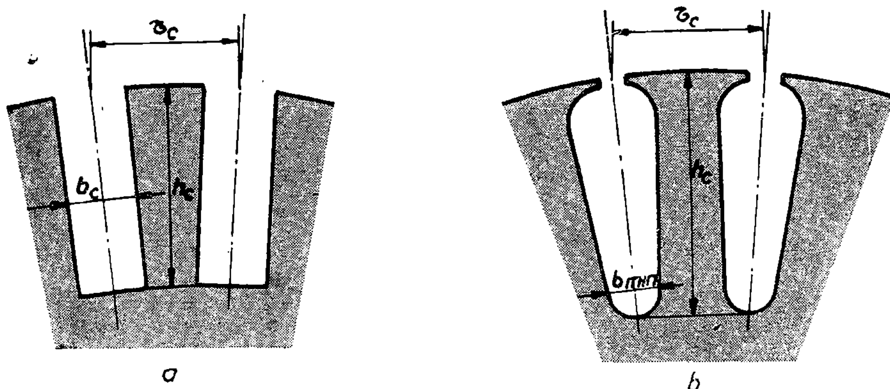


Fig. 2.11. Forme principale de crestături la maşina de curent continuu: *a* — crestătura cu pereţii paraleli; *b* — crestătura trapezoidală.

Valoarea factorului de umplere variază în funcţie de dimensiunile, forma şi izolaţia conductorului; astfel, la maşinile de puteri mici bobinate cu conductor de secţiune circulară, $k_u = 0{,}15...0{,}25$, iar la maşinile de puteri mijlocii şi mari bobinate cu conductor de secţiune dreptunghiulară $k_u = 0{,}3...0{,}45$. Iniţial, se adoptă o valoare a factorului de umplere în funcţie de forma şi aria secţiunii conductorului, valoare care trebuie verificată ulterior.

Cea de-a doua relaţie pentru determinarea dimensiunilor h_c şi b_c ale crestăturii dată de valoarea maxim admisibilă a inducţiei în dinte depinde de forma dintelui, respectiv a crestăturii.

În cazul crestăturii cu pereţii paraleli şi dinţii trapezoidali (fig. 2.11,*a*), din legea fluxului magnetic rezultă că fluxul din întrefier de pe pasul de crestătură este egal cu fluxul inducţiei magnetice aparente la baza dintelui :

$$B'_z\left(\pi\,\frac{D-2h_c}{Z}-b_c\right)l_m = B_\delta \tau_c l_i, \tag{55}$$

în care l_m este lungimea netă a miezului feromagnetic.

În relaţia (55), raportul $\zeta = \frac{B_\delta}{B_z}$ fiind dat, intervin numai necunoscutele h_c şi b_c. Rezolvînd sistemul de ecuaţii (54) şi (55) rezultă h şi b; astfel

$$h_c = \frac{D}{2}\left[\frac{1}{2}\left(1-\frac{l_i}{l_m}\zeta\right)-\sqrt{\frac{1}{4}\left(1-\frac{l_i}{l_m}\zeta\right)^2-2\,\frac{N}{\pi D^2}\,\frac{s_c}{k_u}}\,\right]. \tag{56}$$

Pentru $\zeta = \frac{1}{3}$, $\frac{l_i}{l_m} = 1$, $\frac{2Ns_c}{\pi D^2 k_u} = 0{,}1$, rezultă aproximativ $h_c = 0{,}1D$. În general, înălţimea crestăturii are valoarea $h_c = (0{,}1...0{,}15)\,\tau$. Cunoscînd înălţimea crestăturii se poate determina şi lărgimea crestăturii. În general, raportul $\beta_c = \frac{h_c}{b_c}$ este cuprins între 3,5 şi 5,5 pentru a nu creşte excesiv încălzirea (la valori mici ale raportului β_c), respectiv inductivitatea de scăpări (la valori mari ale raportului β_c).

În cazul crestăturii de formă trapezoidală şi dinţii cu pereţi paraleli (fig. 2.11,*b*), relaţia (55) corespunde lărgimii crestăturii b_{min} la bază, iar relaţia (56) determină înălţimea crestăturii. Cunoscînd înălţimea crestăturii şi lărgimea ei la bază, se poate determina lăţimea dintelui :

$$b_z = \frac{\pi(D-2h_c)}{Z} - b_{min}. \tag{57}$$

şi se poate construi crestătura.

La maşinile cu diametru mare, crestăturile în rotor se construiesc cu pereţii paraleli; la maşinile de puteri mici avînd înfăşurarea bobinată cu conductor de secţiune circulară, se aleg crestături de formă trapezoidală în rotor.

c. **Izolaţia conductorului şi crestăturii; dimensiunile bobinei.** La maşinile izolate în clasa *E*, conductoarele sînt izolate cu email sau hîrtie, bumbac, însă impregnate cu lacuri pe bază de asfalt, uleiuri sau răşini sintetice;

astfel, conductoarele avînd secţiunea circulară şi conductoarele bandă sînt izolate cu email sau cu fir de bumbac şi impregnate ulterior. La maşinile izolate în clasă *B*, conductorul este izolat cu fire de sticlă.

Laturile de bobină se izolează separat, în cazul înfăşurărilor realizate cu bobine preformate, care se introduc radial în crestăturile deschise. Între bobinele elementare (conectate între două lamele de colector succesiv) se prevede o izolaţie suplimentară în cazul maşinilor de tensiune mai ridicată (de la 500 V în sus), respectiv în cazul în care tensiunea dintre lamelele de colector (şi, prin urmare, tensiunea dintre laturile bobinelor elementare) atinge o valoare de aproape 30 V; grosimea izolaţiei dintre laturile bobinelor elementare este 0,1... 0,2 mm şi se execută din carton electrotehnic (preşpan).

Între laturile de bobină care se află în aceeaşi crestătură apare o tensiune egală cu tensiunea la bornele înfăşurării; de aceea, între cele două straturi ale înfăşurării se prevede în crestătură o izolaţie din carton electrotehnic de 0,3...0,5 mm. grosime. La înfăşurările izolate în clasa *B*, avînd latura de bobină izolată separat faţă de masă, izolaţia laturii de bobină este suficientă pentru a asigura şi izolaţia dintre straturi.

Pentru a izola laturile de bobină faţă de miez, se prevede izolaţia crestăturii. Grosimea unilaterală a izolaţiei este de 0,2...0,6 mm şi se execută din carton electrotehnic, pînză uleiată sau izolaţie combinată pe bază de ţesături de sticlă şi foliu sintetic de clasă corespunzătoare.

Izolaţia sub bandaj şi izolaţia la fundul crestăturii se realizează din carton electrotehnic de 0,2...0,5 mm grosime. Consolidarea laturilor de bobină în crestătură se face prin pene de lemn de fag impregnat.

În anexa 4 sînt prezentate cîteva scheme de izolaţie în crestătură pentru înfăşurarea indusului la maşina de curent continuu.

Dimensiunile crestăturii se calculează după relaţiile :

— înălţimea crestăturii :

$$h_c = mh_{iz} + \delta_{hiz}, \tag{58}$$

în care :

m este numărul de conductoare suprapuse;
h_{hiz} — înălţimea conductorului izolat;
δ_{hiz} — grosimea izolaţiei crestăturii (inclusiv jocul între conductoare) şi dintre laturile de bobină după înălţimea crestăturii;

— lărgimea crestăturii :

$$b_c = nb_{iz} + \delta_{biz}, \tag{59}$$

în care :

n este numărul de conductoare alăturate din crestătură;
b_{iz} — grosimea conductorului izolat;
δ_{biz} — grosimea izolaţiei crestăturii (inclusiv jocul între conductoare) şi dintre laturile de bobină după lărgimea crestăturii.

Capetele de bobină se izolează separat cu bandă de bumbac, aşezată „jumătate suprapus"; între capetele de bobină sau capetele grupelor de bobină rămîne un spaţiu izolant prin care circulă mediul de răcire.

Suporţii capetelor de bobină se izolează cu foi de carton electrotehnic sau alt material izolant; pentru fixarea izolaţiei de suport se utilizează un lac electroizolant de încleiere.

Lungimea spirei medii (v. fig. 2.12) se determină aproximativ după relaţia:

$$l_w = 2\left[l_g + a + b + \frac{\tau}{\cos\alpha} + \pi\left(r + \frac{h_b}{2}\right)\right], \tag{60}$$

în care a şi b în cm se iau numeric egale cu tensiunea maşinii în kV (de exemplu, la o maşină avînd tensiunea nominală 400 V, $a = 0{,}4$ cm) şi reprezintă depăşirile axiale ale porţiunii drepte a bobinei faţă de miezul indusului; raza r de întoarcere de la o latură de bobină la alta este funcţie de dimensiunile conductorului şi are valoarea de 1,5—2,5 cm. Unghiul α de înclinare a capătului de bobină se alege astfel încît distanţa d dintre laturile de bobină (v. fig. 1.13) să fie de minimum 3 mm (obişnuit unghiul α are valoarea 30—40°).

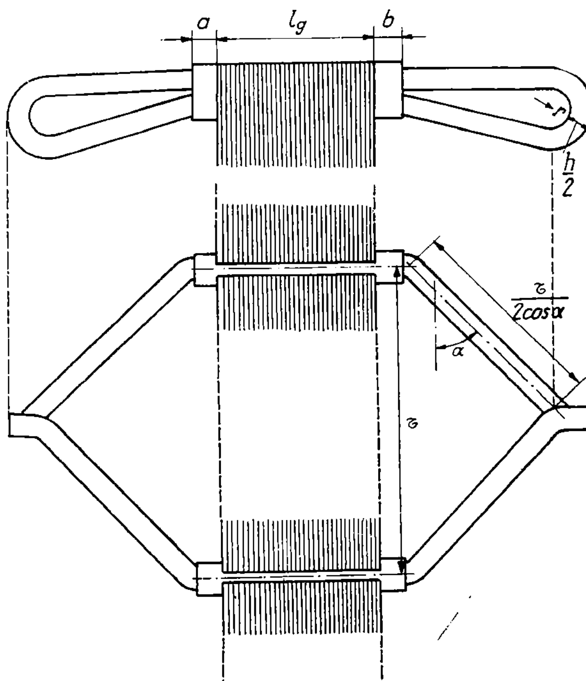


Fig. 2.12. Explicativă pentru calculul lungimii medii a spirei.

2.6. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI. DIMENSIUNILE GEOMETRICE ALE MAŞINII

a. **Lărgimea întrefierului la maşina de curent continuu.** De lărgimea întrefierului depinde volumul înfăşurării de excitaţie. Lărgimea întrefierului la maşina de curent continuu se determină din condiţia de a nu se inversa cîmpul sub polul principal la funcţionarea în sarcină datorită reacţiei indusului; în acest scop, este necesar ca tensiunea magnetică de-a lungul unei linii de cîmp în dinţi şi în întrefier $2(F_\delta + F_z)$ să fie mai mare sau cel mult egală cu solenaţia de reacţie a indusului $b_i A$, prin urmare,

$$2(F_\delta + F_z) \geqslant b_i A \tag{61}$$

În ipoteza că tensiunea magnetică F_z în dinte este aproximativ egală cu tensiunea magnetică în întrefier F_δ.

$$F_z \approx F_\delta \tag{62}$$

şi ţinînd seama de relaţia (28) cap. 1 rezultă lărgimea echivalentă a întrefierului (v. § 1.2,*d*) :

$$\delta' \geqslant \frac{b_i A\, \mu_0}{4B_\delta}; \tag{63}$$

cu $b_i \approx 0{,}7\tau$, τ în cm, A în A/cm, B_δ în Gs şi $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, rezultă pentru δ', în cm :

$$\delta' \geqslant \frac{0{,}22\, \tau A}{B_\delta}. \tag{64}$$

De aceea la maşinile cu poli de comutaţie şi fără înfăşurare de compensare se ia :

$$\delta' \approx 0{,}36\, \frac{\tau A}{B_\delta} \quad \text{cm}, \tag{65}$$

iar la maşinile fără înfăşurare de compensare şi fără poli de comutaţie

$$\delta' = 0{,}5\, \frac{\tau A}{B_\delta} \quad \text{cm}; \tag{66}$$

calculînd apoi aproximativ factorul lui Carter k_C din relaţia (9), cap. 1 sau (11) cap. 1 cu δ' în loc de δ, rezultă din relaţia (20) cap. 1 lărgimea reală a întrefierului $\delta = \frac{\delta'}{k_C} \geqslant \frac{0{,}22\,\tau A}{k_C B_\delta}$.

b. **Dimensiunile geometrice ale maşinii de curent continuu.** După ce s-au determinat dimensiunile principale ale maşinii D, τ, l_i şi b_i, precum şi lărgimea întrefierului, se calculează dimensiunile geometrice ale maşinii l_g, l_p, b_m b_p, h_m h_p, h_j (v. fig. 2.13).

Din relaţia (14), cap. 1 se determină lungimea axială l_p a polului inductor, după ce se precizează numărul canalelor radiale de ventilaţie n_c

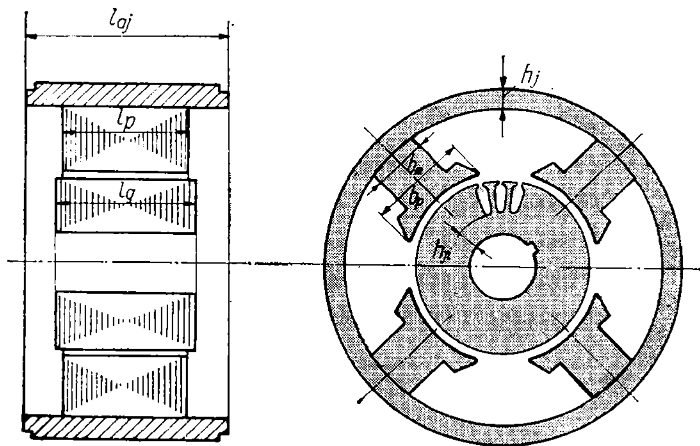


Fig. 2.13 Miezul feromagnetic al mașinii de curent continuu.

(v. 2.1); efectul marginal a_m se deduce din figura 1.4, considerînd lungimea geometrică l_g a indusului cu 4∼8 mm mai mare decît l_p.

Din relația (16) cap. 1 rezultă și lungimea geometrică b_p a arcului polar.

Înălțimea jugului din indus h_{ji} se determină adoptînd mai întîi o valoare pentru inducția magnetică în jug; se obține din relația (39) cap. 1:

$$h_{ji} = \frac{\Phi}{2 l_m B_{ji}}, \qquad (67)$$

l fiind lungimea netă a miezului feromagnetic din indus.

Pentru calculul lățimii polului inductor trebuie calculat mai întîi fluxul magnetic total Φ_p prin polul inductor, după relația (24) cap. 1; se aproximează $\Phi_\sigma = (0{,}1...0{,}25)\Phi$, urmînd să fie verificat ulterior după relația (55) — cu Φ corespunzător la F_i după caracteristica de magnetizare parțială a indusului. Se adoptă apoi o valoare pentru inducția magnetică în pol și se determină lățimea polului după relația:

$$b_m = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{l_p B_p}. \qquad (68)$$

Înălțimea h_t a piesei polare la mașina fără înfășurare de compensare se determină din condiția ca inducția magnetică în cornul piesei polare să nu depășească — la funcționarea în gol — inducția magnetică în miezul polului; prin urmare:

$$h_t = \frac{(b_i - b_m)}{2B_p} B_\delta. \qquad (69)$$

Înălţimea polului principal se determină mai întîi aproximativ. Se calculează aproximativ solenaţia de excitaţie θ_e pe pol, considerînd că tensiunea magnetică în miez este aproximativ egală cu tensiunea magnetică în întrefier; rezultă:

$$\theta_e \approx 2\delta' \frac{B_\delta}{\mu_0}. \tag{70}$$

Se adoptă apoi densitatea de curent în înfăşurarea de excitaţie şi factorul de umplere şi rezultă aria secţiunii bobinei de excitaţie a unui pol:

$$S_b = \frac{\theta_e}{J_e k_u}; \tag{71}$$

factorul de umplere k_u se ia mai mic la maşina cu poli de comutaţie ($k_u \approx 0,15 \ldots 0,2$).

Prin aproximarea grafică a lărgimii spaţiului liber dintre poli, a_m [v. fig. (11) cap. 1. de exemplu], rezultă înălţimea h_m a polului.

$$h_m = \frac{2S_b}{a_m}. \tag{72}$$

Lungimea axială a jugului inductor l_{aj} se determină astfel încît jugul inductor să acopere bobinele înfăşurării de excitaţie; prin urmare,

$$l_{aj} \approx l_p + a_m. \tag{73}$$

Adoptînd apoi inducţia magnetică B_j în jugul inductor se determină înălţimea jugului inductor:

$$h_j = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{2 l_{aj} B_j}. \tag{74}$$

Dimensiunile aproximative ale miezului feromagnetic al maşinii sînt în acest fel determinate.

2.7. CARACTERISTICA MAGNETICĂ ÎN GOL; DETERMINAREA CARACTERISTICII MAGNETICE ÎN SARCINĂ

Caracteristica magnetică în gol a maşinii de curent continuu se determină după metoda expusă în 1. 3.1.

Caracteristica magnetică în sarcină pentru curentul nominal se determină *în cazul maşinii cu periile în axa neutră şi fără înfăşurare de compensare* ţinînd seama de influenţa cîmpului de reacţie transversal, asupra cîmpului magnetic din întrefier şi dinţi (fig. 2.13); se reprezintă caracteristica magnetică $B_\delta(F_\delta + F_z)$, datele fiind extrase din tabela 1.1 întocmită la calculul caracteristicii de mers în gol.

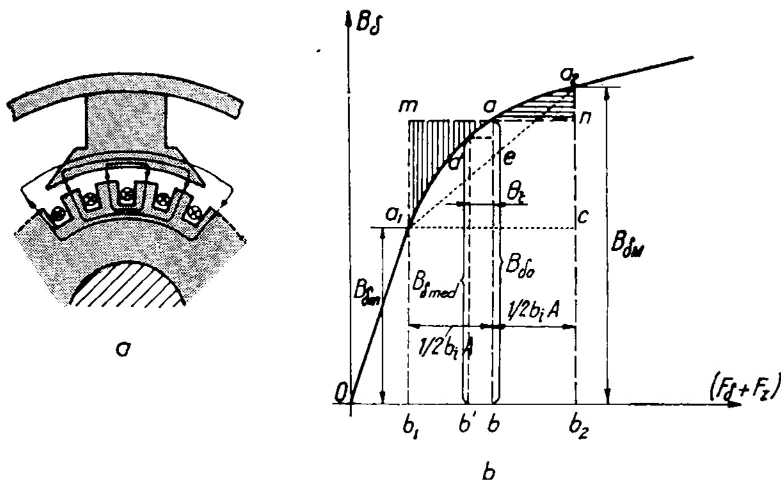


Fig. 2.14, *a* — Cîmpul magnetic de reacţie transversal al unui pol; b — caracteristica magnetică parţială a dinţilor şi întrefierului.

Fie *a* un punct de funcţionare pe caracteristica parţială $B_\delta(F_\delta + F_z)$ reprezentată în fig. 2.14, corespunzător punctului *a* pe caracteristica magnetică în gol reprezentată în figura 2.15. Datorită solenaţiei de reacţie transversală $b_i A$ a indusului, cîmpul magnetic $B_{\delta 0}$ creşte într-o parte a piesei polare de la $B_{\delta 0}$ la $B_{\delta M}$, corespunzător solenaţiei $F_\delta + F_z + \frac{1}{2} b_i A$ şi scade în partea opusă la $B_{\delta m}$, corespunzător solenaţiei $F_\delta + F_z - \frac{1}{2} b_i A$, în care $A = \frac{NI}{2a\pi D}$ este pătura de curent la curentul I din indus. La altă scară, aria suprafeţei $S_{manb_2b_1m}$, reprezintă fluxul magnetic la funcţionare în gol (deoarece acest dreptunghi are înălţimea $B_{\delta 0}$, iar baza proporţională cu b_i), iar aria suprafeţei $S_{a_1aa_2b_2b_1a_1}$ reprezintă fluxul magnetic la funcţionarea în sarcină; cele două fluxuri nu sînt egale, fluxul la funcţionarea în sarcină fiind mai mic decît fluxul la funcţionarea în gol, deoarece creşterea fluxului (într-o parte a piesei polare), reprezentată de suprafaţa S_{aa_2na}, este mai mică decît scăderea fluxului (în partea opusă) reprezentată de suprafaţa S_{aa_1ma}.

Inducţia magnetică medie, corespunzătoare funcţionării în sarcină, se determină după formula aproximativă a lui Simpson:

$$B_{\delta\, med} = \frac{B_{\delta m} + 4B_{\delta 0} + B_{\delta M}}{6}. \qquad (75)$$

sau:

$$B_{\delta\, med} = B_{\delta 0} - \frac{1}{3}\left[B_{\delta 0} - \frac{B_{\delta m} + B_{\delta M}}{2} \right]; \qquad (76)$$

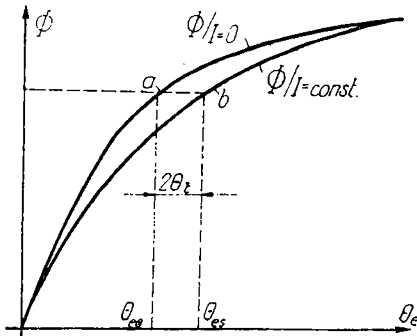


Fig. 2.15. Caracteristicile magnetice în gol $\Phi\,|_{I=0} = f(\theta_e)$ şi în sarcină $\Phi\,|_{I=const} = f(\theta_e)$.

grafic, se determină astfel (v. fig. 14); segmentul:

$$\overline{a'b'} = \overline{ab} - \frac{1}{3}\,\overline{ae},$$

în care:

$$\overline{ae} = \overline{ab} - \overline{db_2},$$

iar

$$\overline{db_2} = \frac{1}{2}\,(\overline{a_2b_2} + \overline{a_1b_1})$$

reprezintă diferenţa dintre segmentul $\overline{ab}$ şi 1/3 din segmentul *ae*. Punctul *e* se determină la intersecţia dreptei (a_1a_2) cu dreapta (ab).

Se apreciază că solenaţia de excitaţie suplimentară pe pol necesară deplasării spre dreapta a suprafeţei $S_{a_1a_2b_2b_1a_1}$ pentru a deveni egală cu suprafaţa $S_{mnb_2b_1m}$, este aproximativ egală cu solenaţia θ_t corespunzătore deplasării punctului de funcţionare *a* (la inducţia $B_{\delta 0}$) în *a'* (la inducţia $B_{\delta med}$).

Solenaţia $2\,\theta_t$ de excitaţie suplimentară pentru compensarea reacţiei transversale a unei perechi de poli se adună grafic cu solenaţia de excitatație la funcţionarea în gol θ_{e0} (fig. 2.15) şi se determină astfel solenaţia de excitaţie în sarcină θ_{es}; corespunzător acestei solenaţii se construieşte grafic punctul *b*, al caracteristicii magnetice în sarcină. Apoi, pentru o altă valoare a fluxului Φ, respectiv a inducţiei magnetice în gol, se procedează în mod asemănător şi se construieşte punct cu punct caracteristica magnetică în sarcină pentru curentul I = const., respectiv pătura de curent constantă.

Luînd în calcul o altă valoare a curentului, se calculează o altă caracteristică magnetică în sarcină.

La maşinile compensate, caracteristica magnetică în sarcină coincide cu caracteristica magnetică în gol. De observat că la calculul caracteristicii magnetice în gol trebuie să se considere şi tensiunea magnetică în dinţii pieselor polare. Înfăşurarea de compensare se dispune în piesele polare, se conectează în serie cu indusul şi se dimensionează pentru a produce solenaţia:

$$\theta_C = b_i A \qquad (77)$$

de sens opus solenaţiei de reacţie a indusului.

2.8. CALCULUL ÎNFĂŞURĂRILOR DE EXCITAŢIE

Din caracteristica în gol, respectiv în sarcină a maşinii, se determină solenaţia de excitaţie θ_e pe perechea de poli astfel:

— la generatoare se calculează t.e.m. U_e indusă la funcţionarea în sarcină nominală a maşinii după relaţia (7); se determină apoi fluxul magnetic corespunzător Φ după relaţia (48). Corespunzător acestui flux se deduce din caracteristica magnetică în sarcină pentru curentul nominal I_n solenaţia de excitaţie;

— la motoarele derivaţie se determină solenaţia de excitaţie care rezultă din caracteristica magnetică în gol, corespunzătoare fluxului nominal la funcţionarea în gol; la motoarele serie se determină solenaţia de excitaţie la funcţionarea în sarcină.

a. **Înfăşurarea de excitaţie derivaţie.** La maşina cu excitaţie independentă sau derivaţie se cunoaşte tensiunea la bornele înfăşurării de excitaţie U_b; înfăşurarea se dimensionează pentru tensiunea $U = (0{,}7...0{,}8)\ U_b$, pentru a se putea regla curentul de excitaţie cu ajutorul unui reostat.

Se calculează mai întîi lungimea spirei medii, deoarece se cunosc dimensiunile polului şi dimensiunile aproximative ale bobinei. De exemplu, în cazul simplu din figura 2.16, lungimea medie a spirei este dată de relaţia:

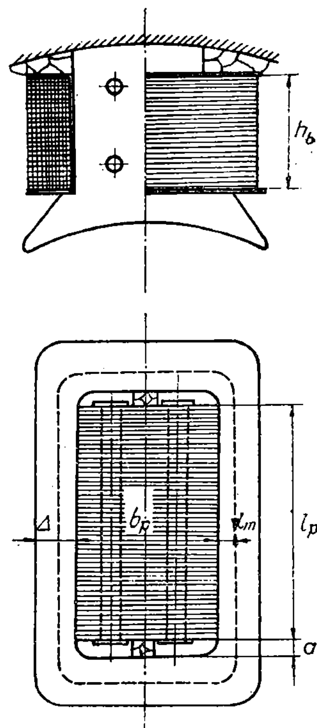


Fig. 2.16. Polul principal al unei maşini de curent continuu

$$l_m = 2l_p + 2(b_m - 2a) + \pi(\Delta + 2a), \qquad (78)$$

în care:

l_p şi b_m sînt dimensiunile polului;

Δ — grosimea bobinei (inclusiv a izolaţiei);

a — distanţa frontală dintre bobină şi pol necesară ventilaţiei bobinei.

De asemenea, se alege densitatea J_e a curentului în circuitul de excitaţie (v. 2.4).

Pentru circuitul de excitaţie-derivaţie, respectiv circuitul de excitaţie al maşinii de curent continuu cu excitaţie independentă se pot scrie astfel ecuaţiile :

$$\theta_e = \frac{2w_e i_e}{c}, \tag{79}$$

$$U = \rho\, \frac{l_m w_e\, 2p}{s_c c^2}\, i_e. \tag{80}$$

$$s_c = \frac{i_e}{c J_e}, \tag{81}$$

în care c este numărul căilor de curent ale circuitului de excitaţie (la maşinile de puteri mici şi mijlocii, $c = 1$) ; numărul de spire pe pol w_e, curentul de excitaţie i_e şi secţiunea conductorului s_c sînt necunoscute. Din acest sistem de ecuaţii se calculează mai întîi secţiunea conductorului :

$$s_c = \rho\, \frac{l_m\, \theta_e\, p}{Uc}; \tag{82}$$

se calculează apoi intensitatea curentului din relaţia (81) şi numărul de spire al unei bobine, din relaţia (79) :

$$i_c = c s_e J_e \quad \text{şi} \quad w_e = \frac{\theta_e c}{2 i_e}. \tag{83,84}$$

Cunoscînd secţiunea conductorului s_c, se aleg dimensiunile standardizate ale conductorului din tabele (v. anexele 2.3.).

Se determină apoi rezistenţa R_e a circuitului de excitaţie, masa G a înfăşurării şi pierderile în înfăşurare P_e :

$$R_e = \rho\, \frac{l_m\, 2w_e p}{s_c c^2}, \tag{85}$$

$$G = \gamma\, l_m\, 2w_e s_c p, \tag{86}$$

(în care γ este densitatea de masă a conductorului);

$$P_e = R_e i_e^2 = \rho\, \frac{l_m\, 2w_e p}{s_c c^2}\, i_e^2. \tag{87}$$

Se verifică apoi încălzirea bobinei. Aria suprafeţei laterale de transmisie a căldurii prin convecţie se calculează după relaţia aproximativă :

$$S_c = (2l_p + 2b_p + 2\pi\Delta)\, h_p. \tag{88}$$

Încălzirea suprafeţei bobinei faţă de mediul de răcire, în ipoteza că transmisia căldurii are loc numai prin suprafaţa laterală a bobinei, este :

$$\vartheta_c - \vartheta_a = \frac{R_e i_e^2}{2p\, S_c \alpha_c}, \tag{89}$$

în care α_c este coeficientul de transmisie a căldurii [dat de relaţia (213), cap.1]

Încălzirea interioară medie a bobinei se determină din relaţia (221) cap. 1 în care se înlocuieşte Δ prin 2Δ :

$$\vartheta_{med} - \vartheta_p = \frac{p_b \Delta^2}{3\lambda}, \tag{90}$$

λ fiind dat de relaţiile (222), sau (223) din cap. 1, iar p_b fiind pierderile specifice în bobină [relaţia (224) cap. 1].

În fine, se calculează şi încălzirea izolaţiei exterioare a bobinei, care se produce la transmisia căldurii prin conducţie :

$$\vartheta_p - \vartheta_c = \frac{R_b i_e^2}{2pS_c\lambda} \delta_{iz}, \tag{91}$$

în care :

δ_{iz} este grosimea;

λ — conductivitatea echivalentă a izolaţiei.

Cunoscînd încălzirea mediului de răcire ϑ_a faţă de mediul ambiant [v. 1.3.6, relaţia (245)] se calculează încălzirea bobinei faţă de mediul ambiant :

$$\vartheta_{ba} = (\vartheta_{med} - \vartheta_p) + (\vartheta_p - \vartheta_c) + (\vartheta_c - \vartheta_a) + \vartheta_a. \tag{92}$$

b. **Înfăşurarea de excitaţie serie.** La maşina cu excitaţie serie, înfăşurarea de excitaţie este parcursă de acelaşi curent I care trece prin circuitul indusului. Se alege densitatea de curent J_e(v. 2.4) şi se calculează secţiunea conductorului :

$$s_c = \frac{I}{J_e}. \tag{93}$$

Din solenaţia de excitaţie rezultă numărul de spire pe pol :

$$w_e = \frac{\theta_e}{2I}. \tag{94}$$

Se calculează apoi rezistenţa circuitului de excitaţie, masa înfăşurării şi pierderile după relaţiile (86), (87), şi (88).

Încălzirea bobinei se determină după relaţiile indicate mai sus pentru înfăşurarea de excitaţie derivaţie.

La bobinele executate într-un singur strat, avînd suprafaţa exterioară a conductoarelor neizolată, se calculează numai încălzirea suprafeţei bobinei [relaţia (89)] şi încălzirea mediului de răcire; prin urmare, încălzirea bobinei este :

$$\vartheta_{ba} = (\vartheta_c - \vartheta_a) + \vartheta_a. \tag{95}$$

2.9. CALCULUL T.E.M. DE COMUTAŢIE

Valoarea medie a tensiunii de autoinducţie indusă în bobina scurtcircuitată de perii este dată de expresia:

$$u_{eL\,med} = \frac{I_t}{a}\,\frac{v_k}{b_{pei}}\,L, \tag{96}$$

în care:

I_t este curentul din indus;
a — numărul perechilor de căi de curent;
v_k — viteza periferică a colectorului;
b_{pei} — lăţimea ideală a periei;
L — inductivitatea bobinei.

Lăţimea ideală a periei este porţiunea din periferia colectorului, în care bobina este scurtcircuitată de perii. Ca exemplu s-a considerat în figura 2.17 o porţiune dintr-o înfăşurare ondulată. Lamela 1 este în contact cu peria pe o porţiune egală cu:

$$b_{pe} - b_{iz} + \tau_k,$$

în care:

b_{pe} este lăţimea periei;
b_{iz} — grosimea izolaţiei dintre lamele;
τ_k — pasul lamelelor. Lamela $1 + \frac{K \pm a}{p}$ la care este conectat capătul opus bobinei ajunge în contact cu peria mai înainte sau mai tîrziu, deoarece înfăşurarea nu este diametrală, şi anume în momentul cînd lamela 1 intră în contact cu peria, lamela $1 + \frac{K \pm a}{p}$ face contact cu peria pe porţiunea:

$$\left(\frac{K}{p} - \frac{K \pm a}{p}\right)\tau_k = \mp \frac{a}{p}\,\tau_k\,;$$

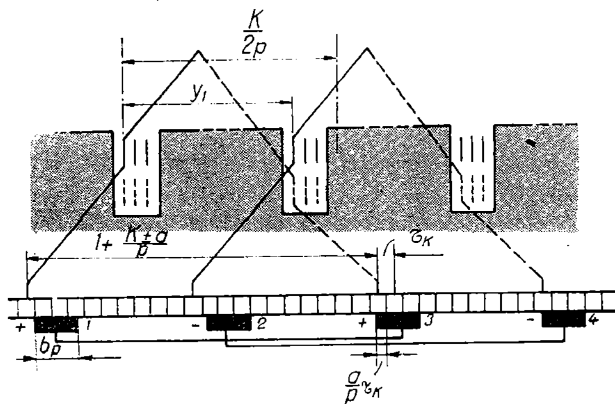


Fig. 2.17. Porţiuni de înfăşurare ondulată.

în acest fel, durata comutației bobinei este scurtată și este dată de relația :

$$b_{pei} = b_{pe} - b_{iz} + \tau_k - \frac{a}{p}\tau_k. \tag{97}$$

Durata de scurtcircuit se reduce, indiferent dacă înfășurarea este cu pas alungit sau cu pas scurtat.

Lățimea zonei de comutație este porțiunea din periferia indusului în intervalul căreia are loc procesul de comutație al tuturor bobinelor care intervin la calculul inductivității unei bobine. Astfel, după ce a trecut o latură de bobină de muchia de intrare a polului de comutație, urmează să intre în procesul de comutație și celelalte $u-1$ laturi de bobină din aceeași crestătură. Prin urmare, lățimea zonei de comutație este :

$$b_{zk} = \left[b_{pe} - b_{iz} + \tau_k - \frac{a}{p}\tau_k + (u-1)\tau_k + \left(\frac{K}{2p} - y_1\right)\tau_k\right]\frac{D}{D_k}, \tag{98}$$

sau

$$b_{zk} = \left[b_{pe} - b_{iz} + \left(u - \frac{a}{p}\right)\tau_k + \left|\frac{K}{2p} - y_1\right|\tau_k\right]\frac{D}{D_k}. \tag{99}$$

Inductivitatea L a bobinei este inductivitatea corespunzătoare fluxului transversal din crestătură, fluxului mutual datorită bobinelor vecine din aceeași crestătură și intrate în procesul de comutație, fluxului de scăpări frontal și fluxului care se închide de la dinte la dinte. La o bobină cu w_s spire, inductivitatea L rezultă din expresia :

$$L = \mu_0 w_s^2 [l_i \rho (\lambda_c + \lambda_z) + 2l_f \beta\lambda_f], \tag{100}$$

în care :

$$\beta = \frac{b_{pei}}{\tau_k},$$

λ_c este permeanța specifică a crestăturii [relațiile (63), (67) sau (68), cap. 1]

ρ — un factor prin care se ține seama de fluxul mutual al bobinelor vecine din aceeași crestătură;

λ_f — permeanța specifică frontală;

λ_z — permeanța specifică a fluxului care se închide prin capetele dinților relația (81), cap. 1.

La crestături deschise permeanța specifică a crestăturii este :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c}. \tag{101}$$

Valoarea factorului ρ este dată în tabela 2.2, în funcție de β și de scurtarea înfășurării $\varepsilon = \frac{K}{2p} - y_1$

Tabela 2.2

Factorul ρ

β	$u=1$ şi $\varepsilon=$			$u=2$ şi $\varepsilon=$				$u=3$ şi $\varepsilon=$			
	0	0,5	1	0	1	2	3	0	1	2	3
0,5	4			4	3	2	2	4			2
1	4	3	2	4	3	2	2	4	3,33	2,67	2
1,5	4	3,33	2,67	5,33	4,33	3	2,67	5,77	5,11	4	3,11
2	4	3,5	3	6	5	3,5	3	6,67	6	4,66	3,67
2,5	4	3,6	3,2	6,4	5,6	4,2	3,4	7,73	7,07	5,73	4,53
3	4	3,67	3,33	6,67	6	4,67	3,67	8,44	7,78	6,41	5,11

Permeanţa specifică frontală se calculează după expresia:

$$\lambda_f = \sqrt{\frac{l_f + \tau}{h + \beta(b + d) - d}} \tag{102}$$

în care:

h şi b sînt înălţimea şi grosimea laturii de bobină;
d — distanţa dintre capetele de bobină (v. fig. 1.13).
Uzual, λ_f are valorile:
λ_f = 0,75, la maşinile cu bandaje feromagnetice ale capetelor de bobină;
λ_f = 0,5, la maşinile cu bandaje neferomagnetice.

La maşinile fără poli de comutaţie, permeanţa specifică a capetelor de dinţi are expresia:

$$\lambda_z = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\tau - b_i}{b_c}, \tag{103a}$$

în care:

b_c este deschiderea crestăturii;
τ — pasul polar;
b_i — lungimea ideală a arcului polar.
La maşina cu poli de comutaţie,

$$\lambda_z = \frac{b_{ki}}{4k_C\,\delta_k}, \tag{103b}$$

în care:

$$b_{ki} = b_{pk} + \frac{1}{2}\left[\frac{\pi(D + 2\delta)}{2p} - b_p - b_{pk}\right],$$

este lăţimea reală b_{pk} a polului de comutaţie, la care se adaugă intervalul dintre piesele polare ale polului principal şi polului de comutaţie, iar δ_k — lărgimea întrefierului polului de comutaţie.

Dacă tensiunea electromotoare de autoinducţie $u_{eL\,med}$ este mai mică decît 2—2,5 V, este posibil ca maşina să nu fie prevăzută cu poli de

comutație. În acest scop trebuie calculată și t.e.m. indusă de cîmpul de reacție al indusului

$$u_{ci} = 2 w_s v B_{rt} l_i , \tag{104}$$

în care B_{rt} este inducția magnetică transversală, a cărei valoare se determină din expresia:

$$B_{rt} = \frac{\mu_0 A \tau}{a_t + 2\delta'} , \tag{105}$$

a_t fiind distanța dintre piesele polare ale polilor principali (v. fig. 1.11).

Dacă $u_{eLmed} + u_{ci} \leqslant 2 \ldots 2{,}5$V, mașina se poate construi fără poli de comutație; pentru $u_{eLmed} \approx 2 \ldots 25$V, mașina se prevede cu poli de comutație.

Cîmpul magnetic din întrefierul polilor de comutație rezultă din relația

$$B_{\delta k} = \frac{u_{eL\,med}}{2\, w_s v l_{ki}} , \tag{106}$$

în care u_{eLmed} este dată de relația (100), iar l_{ki} este lungimea ideală a mașinii în zona polului de comutație; la mașina care are lungimea geometrică a a polului de comutație egală cu lungimea polului principal, $l_{ki} = l_i$.

2.10. DIMENSIONAREA POLILOR DE COMUTAȚIE; CARACTERISTICA MAGNETICĂ ȘI ÎNFĂȘURAREA POLILOR DE COMUTAȚIE

a. **Dimensionarea polilor de comutație.** Lungimea geometrică b_{pk} a arcului polar a polului de comutație (v. fig. 2.18) se ia aproximativ egală cu lățimea zonei de comutație dată de relația (99). Lungimea axială a polului de comutație l_{pk} se ia egală în general cu lungimea polului principal l_p.

Lățimea b_k a miezului polului se determină, din condiția ca inducția în polul de comutație B_{mk} să fie sub 1 T; în general $B_{mk} = 0{,}4 \ldots 0{,}8$ T pentru ca polul să nu se satureze. Prin urmare,

$$b_k = \frac{b_{zk}\, l_i\, B_{\delta k}\, \sigma_k}{l_{pk} B_{mk}} ; \tag{107}$$

factorul σ_k are valoarea cuprinsă între 3...5, deoarece fluxul de scăpări al polului de comutație este mare în raport cu fluxul principal. Lățimea polului se majorează în zona dinspre jugul inductor, spre a evita saturarea polului în această zonă.

Lărgimea întrefierului δ_k sub polul de comutație se ia mai mare decît sub polul principal pentru a rezulta o caracteristică magnetică rectilinie

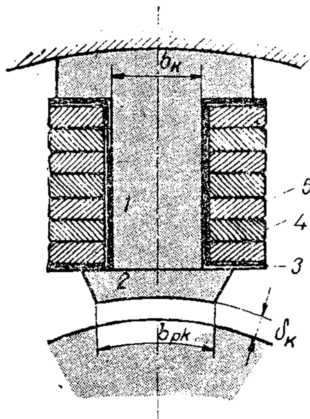


Fig. 2.18. Polul de comutaţie.

pentru circuitul polilor de comutaţie şi a diminua pulsaţiile cîmpului magnetic datorită prezenţei crestăturilor :

$$\delta_k = (1{,}2 \ldots 2)\,\delta. \tag{108}$$

Piesa polară a polului de comutaţie se execută ca piesă separată şi se montează pe pol, după ce s-a introdus bobina polului de comutaţie; înălţimea şi forma piesei polare se determină în funcţie de dimensiunile bobinei şi de spaţiul liber dintre polii principali.

b. **Caracteristica magnetică a circuitului polilor de comutaţie.** Caracteristica magnetică a polilor de comutaţie reprezintă prin definiţie dependenţa dintre tensiunea magnetomotoare de-a lungul circuitului magnetic al polilor de comutaţie în funcţie de curentul din indus. Pentru a obţine o comutaţie bună, caracteristica magnetică a polilor de comutaţie trebuie să se apropie cît mai mult de o dreaptă pînă la valori ale curentului $I_n \ldots 1{,}2I_n$.

La o valoare dată a curentului prin indus se determină t.e.m. de autoinducţie [relaţia (96)] şi inducţia magnetică $B_{\delta k}$ [relaţia (106)].

La calculul caracteristicii magnetice a polilor de comutaţie se neglijează tensiunea magnetică în dinţi; prin dinţii rotorului din zona de comutaţie se închide numai fluxul util al polilor de comutaţie şi valoarea inducţiei este mică.

Cîmpul magnetic al polilor de comutaţie se înscrie incremental în caracteristica de magnetizare a jugurilor peste cîmpul magnetic al polilor principali; în zonele I şi III din figura 2.19, cu sensurile pozitive adoptate pentru cîmpuri, cîmpul magnetic al polilor de comutaţie are acelaşi sens cu cîmpul polilor principali, iar în zonele II şi IV cîmpurile au sensuri opuse.

Notînd cu B_j inducţia magnetică în jugul inductor, inducţia magnetică în zonele II şi IV ale jugului inductor este

$$B_j' = \frac{\Phi_p - \Phi_{pk}}{\Phi_p}\,B_j, \tag{109}$$

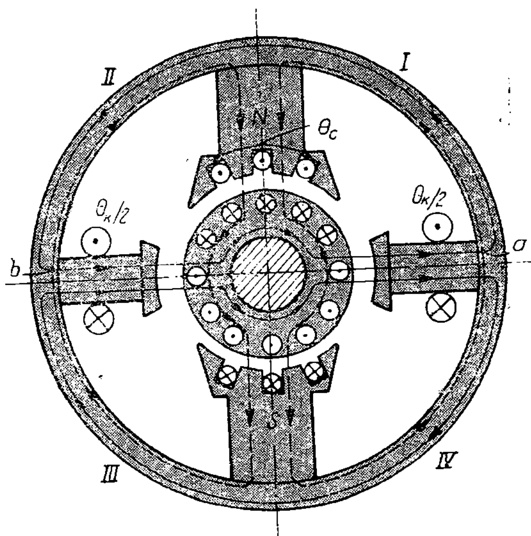


Fig. 2.19. Secțiune transversală schematică printr-o mașină de curent continuu cu poli de comutație.

iar în zonele I și III :

$$B_j'' = \frac{\Phi_p + \Phi_{pk}}{\Phi_p} B_j, \tag{110}$$

în care Φ_p este fluxul magnetic, la sarcină nominală, al polilor principali, iar :

$$\Phi_{pk} = b_{zk} l_i B_\delta \sigma_k \tag{111}$$

este fluxul magnetic prin polul de comutație.

Inducțiile magnetice în jugul indusului B'_{ji} și B''_{ji} se determină după aceleași relații, înlocuind pe Φ_p cu Φ și Φ_{pk} cu $\Phi_k = b_{zk} l_i B_{\delta k}$.

Din caracteristicile magnetice ale jugurilor (fig. 2.20) se determină intensitățile cîmpurilor magnetice în juguri.

Tensiunea magnetică în jugul inductor este :

$$F_{jk} = \int_a^b \mathbf{H} d\mathbf{r} = H_j'' \frac{l_j}{2} - H_j' \frac{l_j}{2}, \tag{112}$$

sau

$$F_{jk} = \frac{H_j'' - H_j'}{2} l_j, \tag{113}$$

în care l_j este lungimea liniei de cîmp în jug. În mod asemănător se calculează și tensiunea magnetică F_{jik} în jugul indusului.

Fig. 2.20. Explicativă pentru calculul tensiunii magnetice în juguri.

Tensiunea magnetică în întrefier se determină după relația:

$$F_{\delta k} = \frac{B_{\delta k}}{\mu_0}\,\delta'_k, \tag{114}$$

în care:

$\delta'_k = k_C \delta_k$ este lărgimea echivalentă a întrefierului polilor de comutație;
k_C — factorul Carter în zona polului de comutație.

Tensiunea magnetică în polii de comutație se determină după relația:

$$F_{pk} = H_{pk}\, h_k, \tag{115}$$

în care H_{pk} este intensitatea cîmpului magnetic în polul de comutație corespunzătore inducției B_{pk}.

Prin urmare, tensiunea magnetomotoare de-a lungul circuitului magnetic al polilor de comutație este

$$F_k = 2F_{\delta k} + 2F_{pk} + F_{jk} + F_{jik}. \tag{116}$$

Rezultatele de calcul se grupează în tabela 2.3.

Tabela 2.3

Caracteristica magnetică a circuitului polilor de comutație

I	u_{eLmed}	$B_{\delta k}$	$F_{\delta k}$	B_{pk}	F_{pk}	B'_j	H'_j	B''_j	H''_j	F_{jk}	B'_{ji}	H'_{ji}	B''_{ji}	H''_{ji}	F_{jik}	F_k
0,4 I_n																
0,6 I_n																
0,8 I_n																
I_n																
1,2 I_n																

c. **Dimensionarea înfăşurării polilor de comutaţie.** Solenaţia θ_k pe perechea de poli este :

$$\theta_k = F_k + \left(\tau - \frac{b_{zk}}{2}\right) A - \theta_C, \quad (117)$$

în care $\left(\tau - \frac{b_{zk}}{2}\right) A$ este solenaţia de reacţie a indusului, iar θ_C [v. relaţia (77)] este solenaţia înfăşurării de compensare.

Înfăşurarea polilor de comutaţie se conectează în serie cu indusul. Deoarece pentru această înfăşurare se cunoaşte solenaţia θ_k şi curentul I_t care o parcurge, dimensionarea se face la fel ca pentru înfăşurarea de excitaţie serie (v. 2.8, *b*).

2.11. DIMENSIONAREA PERIILOR ŞI COLECTORULUI. ÎNCĂLZIREA COLECTORULUI

a. **Periile şi colectorul.** Sortul de perii se alege în funcţie de regimul de funcţionare al maşinii şi de tensiunea rezultantă în bobina care comută. În tabela 1.6 sînt prezentate caracteristicile principale ale periilor.

Aria secţiunii periilor de aceeaşi polaritate se determină din relaţia

$$S_{pe} = \frac{I_t}{J_{pe}}; \quad (118)$$

densitatea de curent J_{pe} este cuprinsă între 6 şi 10 A/cm^2 şi depinde de calitatea periei.

Peria trebuie să acopere aproximativ $(m + 1)$ lamele de colector (m fiind ordinul de multiplicitate al înfăşurării) ; prin urmare, lăţimea periei este

$$b_{pe} \approx (m + 1) \tau_k. \quad (119)$$

Dimensiunile periilor sînt standardizate (STAS 4199-65); astfel, lungimea periei l_{pe} este cuprinsă între 10 mm şi 25... 60 mm.

Numărul periilor de pe o tijă este :

$$n_{pe} = \frac{S_{pe}}{p\, b_{pe}\, l_{pe}}. \quad (120)$$

Lungimea utilă a colectorului este :

$$l_k = n_{pe} \cdot l_{pe}.$$

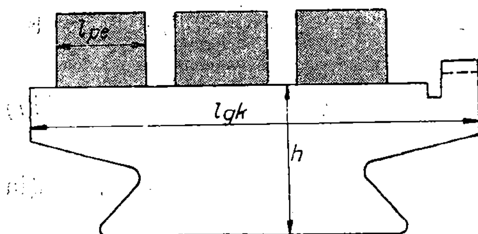


Fig. 2.21. Determinarea lungimii axiale a lamelei de colector.

Lungimea geometrică l_{gk} a colectorului este mai mare decît lungimea utilă a colectorului (v. fig. 2.21), deoarece frontal şi între perii se lasă un spaţiu liber (pentru jocul axial al indusului şi pentru portperii); o relaţie aproximativă de calcul pentru maşinile mici şi mijlocii este următoarea:

$$l_{gk} \approx l_k + (0,2 \ldots 0,4)(n_k - 1) + (1 \ldots 2,5) \text{ cm} \qquad (121)$$

cu l_k măsurat în cm.

Diametrul colectorului, numărul de lamele şi grosimea lamelei se determină conform indicaţiilor prezentate în 2.5, *a* γ.

Înălţimea h a lamelei de colector se determină după relaţia:

$$h = [(2,2 \ldots 2,8)\sqrt[4]{D_k} - 1](1 \pm 0,1) \text{ cm} \qquad (122)$$

stabilită în ipoteza că uzura în funcţionare variază cu diametrul colectorului; în relaţia de mai sus diametrul colectorului D_k se introduce în cm.

b. **Încălzirea colectorului în regim staţionar.** Aria suprafeţei laterale a colectorului se verifică la încălzire. Se determină mai întîi pierderile la colector, şi anume pierderile de contact P_{pe}[relaţia (152) cap. 1] şi pierderile prin frecare la perii P_{fpe}[relaţia (156) cap. 1]; încălzirea colectorului în regim staţionar este dată de relaţia:

$$\vartheta_k = \frac{P_{pe} + P_{fpe}}{\pi D_k\, l_{gk}\, \alpha_c}, \qquad (123)$$

în care α_c este coeficientul de transmisie a căldurii prin convecţie [relaţia (214), cap. 1].

Încălzirea colectorului nu trebuie să depăşească 65°C (pentru maşinile avînd clasa de izolaţie A a înfăşurărilor şi 85°C pentru cele cu clasa de izolaţie B).

2.12. CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE ALE MAŞINII DE CURENT CONTINUU

a. **Caracteristicile de funcţionare ale generatoarelor.** La generatoare se calculează caracteristicile de funcţionare în gol şi în sarcină pentru maşina cu excitaţie independentă.

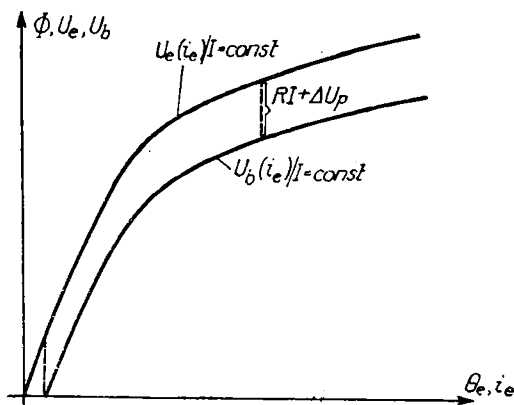


Fig. 2.22. Determinarea grafică a caracteristicii în sarcină.

Caracteristica în gol $U_e = f(i_e)$ este chiar caracteristica magnetică în gol $\Phi(\theta_e)$, deoarece relaţiile (37) şi (79) între U_e şi Φ, respectiv i_e şi θ_e sînt relaţii liniare (ceilalţi factori fiind constanţi la o maşină construită şi la turaţie constantă).

Caracteristica în sarcină $U_b = f(i_e)$ pentru $I =$ const. se determină din caracteristica magnetică în sarcină. Astfel, corespunzător unui punct $\Phi(\theta_e)$ de pe caracteristica magnetică în sarcină se calculează pe de o parte $U_e(\Phi)$ din relaţia (37) şi $U_b(U_e)$ din relaţia (7), iar pe de altă parte $i_e(\theta_e)$ din relaţia (79). Determinarea caracteristicii la funcţionarea în sarcină se poate face şi pe cale grafică, translatînd în jos caracteristica $U_e(i_e)$ cu căderea de tensiune $RI + \Delta U_p$ (v. fig. 2.22) din circuitul indusului.

Pentru calculul celorlalte caracteristici de funcţionare (caracteristicile externe şi de reglaj) este necesar să se determine cîteva caracteristici la funcţionarea în sarcină.

b. **Caracteristicile de funcţionare ale motoarelor**

Caracteristica magnetică $M(n)$ se determină la motoare pe baza caracteristicilor magnetice la funcţionarea în gol şi în sarcină, considerînd ca parametru curentul din indus.

Pentru calculul caracteristicii mecanice la motorul derivaţie, se determină la U_b şi I date, t.e.m. U_e din relaţia (7), iar la $i_e =$ const., fluxul Φ din caracteristica magnetică la funcţionarea în sarcină corespunzătoare curentului I. Apoi din relaţia (37) se calculează turaţia n, iar din relaţia

$$M = \frac{p}{a} \frac{N\Phi I}{2\pi} \tag{124}$$

se determină cuplul. Rezultatele calculelor se grupează în tabela 2.4.

Calculul caracteristicii mecanice la motorul serie are loc după aceeaşi metodă, cu observaţia că în acest caz, curentul de excitaţie este identic cu curentul din indus; de acest fapt trebuie să se ţină seamă la calculul fluxului Φ din caracteristica magnetică în sarcină.

Tabela 2.4

Caracteristica mecanică a motorului cu excitaţie derivaţie

U_b = const., i_e = const.

I	U_e [relaţia (7)]*)	Φ [relaţia (79) şi fig. 2.15]*	n [relaţia (37)]*	M [relaţia (124)]*
$0,4\ I_n$				
$0,6\ I_n$				
$0,8\ I_n$				
I_n				
$1,2\ I_n$				

*) În paranteză s-au indicat relaţiile şi figurile necesare la calculul mărimii respective.

2.13. PIERDERILE ŞI CURBA RANDAMENTULUI LA MAŞINA DE CURENT CONTINUU

În maşina de curent continuu se produc pierderi în miezul indusului, în înfăşurări, la colector, pierderi mecanice în lagăre şi de ventilaţie şi pierderi suplimentare.

Indusul maşinii de curent continuu cu colector este supus unei magnetizări rotitoare.

Pierderile se determină după relaţiile indicate în 1.3.3.

Pierderile în înfăşurări şi pierderile de contact la perii variază cu intensitatea curentului prin înfăşurări şi se calculează pentru diferite valori ale curentului; celelalte pierderi sînt aproximativ independente de curent.

Randamentul la generator se calculează după relaţia:

$$\eta = \frac{U_b I}{U_b I + (RI^2 + R_e i_e^2 + \Delta U_p I + P_m + P_{f,v})}, \tag{125}$$

iar la motor

$$\eta = \frac{U_b I - (RI^2 + R_e i_e^2 + \Delta U_p I + P_m + P_{f,v})}{U_b I}, \tag{126}$$

în care:

P_m sînt pierderile totale în miez (inclusiv pierderile suplimentare);
$P_{f,v}$ sînt pierderile de frecare şi ventilaţie în lagăre, la colector etc.

S-a notat cu R rezistenţa electrică în curent alternativ a circuitului indusului. Rezultatele calculului se grupează într-o tabelă (v. tabela 2.5).

Tabela 2.5

Randamentul în funcție de puterea utilă

I	$U_b I$	RI^2	$\Delta U_p I$	$R_e i_e^2 + P_m + P_{f,v}$	P*)	η
$0{,}25\ I_n$						
$0{,}5\ I_n$						
$0{,}75\ I_n$						
I_n						
$1{,}25\ I_n$						

*) La generatoare: $P = U_b I$; la motoare: $P = \eta U_b I$

Se reprezintă grafic $\eta(I)$ sau $\eta(P)$; mașina se dimensionează astfel încît randamentul maxim să rezulte pentru puterea utilă $P = (0{,}5...0{,}8)\ P_n$, în funcție de durata anuală de funcționare a mașinii la plină sarcină.

2.14. INDICAȚII PRIVIND TIPUL DE VENTILAȚIE (UTILIZAT LA MAȘINA DE CURENT CONTINUU), CALCULUL SOLICITĂRILOR TERMICE ȘI CALCULUL MECANIC

La mașinile de curent continuu de puteri mici și mijlocii avînd o construcție deschisă sau protejată se prevede o ventilație axială. Ventilatorul de tip centrifugal este dispus de partea opusă colectorului. Aerul de răcire pătrunde în mașină dinspre colector și este refulat de ventilator în exterior.

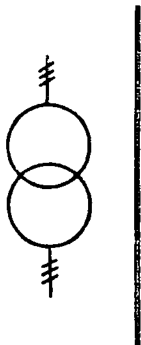
Încălzirea miezului feromagnetic al indusului se determină după metoda expusă în 1.3.5.3; astfel se calculează încălzirea medie a înfășurării ϑ_{med} din relația (237) și încălzirea pachetului de tole după relația (244).

Încălzirea înfășurărilor nu trebuie să depășească 65°C pentru izolația clasa A și 85°C pentru izolația clasa B.

Calculul mecanic la mașina de curent continuu se face îndeosebi pentru ax, colector, bandajele de consolidare a înfășurării rotorului și buloanele de fixare a polilor. La calculul săgeții axului, pe lîngă forțele mecanice care se exercită datorită greutății miezului și înfășurării indusului, a colectorului și greutății proprii a indusului, trebuie să se țină seama și de forța de atracție magnetică unilaterală dată de relația (180) cap. 1. La calculul solicitării mecanice a lamelei de colector trebuie ținut seamă de uzura ε a lamelei dată de relația :

$$\varepsilon = 0{,}5\sqrt[4]{D_k}. \qquad (127)$$

La calculul buloanelor de fixare a polilor inductori trebuie considerate și forțele : tangențială [dată de relația (159) cap. 1] și de atracție magnetică radială [dată de relația (168) cap. 1].



3. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI

Tema de proiectare a unui transformator de putere cuprinde următoarele date nominale (v. anexa 5) :

— puterea aparentă a transformatorului S_n în kVA sau MVA;
— tensiunile la borne U_{bn}(tensiunile de linie) în kV;
— frecvenţa f în Hz;
— numărul de faze m.

Pentru proiectarea transformatorului mai trebuie cunoscut regimul de lucru al transformatorului, condiţiile de fabricaţie şi mai trebuie stabilită grupa de conexiuni.

În standardele de transformatoare trifazate de putere (destinate să funcţioneze în reţelele de curent alternativ la frecvenţă $f = 50$ Hz) sînt specificate următoarele date nominale : puterea nominală, tensiunile nominale, pierderile în gol P_0 şi în scurtcircuit P_{sc}, tensiunea de scurtcircuit, curentul de mers în gol (v. STAS 440-62, 1703/60 şi 4194/53).

Pe baza acestor date, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricaţie a întreprinderii, se cere să se elaboreze proiectul transformatorului, în care să fie tratate problemele specificate în 1.1 Soluţia constructivă trebuie să corespundă datelor nominale şi să se înscrie între limitele admisibile ale abaterilor standardizate (v. STAS 1704/50) indicate mai jos :

— raportul de transformare $\pm$ 0,5%;
— tensiunea de scurtcircuit $\pm$ 10%;
— pierderile în miezul feromagnetic + 20%;
— pierderile în înfăşurări + 10%;
— pierderile totale + 15%;
— curentul la funcţionarea în gol + 30%.

3.1. CONSTRUCŢIA TRANSFORMATORULUI [*20*], [*21*].

Transformatorul de putere se compune din două părţi principale active : miezul feromagnetic şi înfăşurările.

Miezul feromagnetic. Miezul feromagnetic al transformatoarelor se execută din tablă silicioasă de 0,35 mm grosime, laminată la cald sau la rece în cîmp

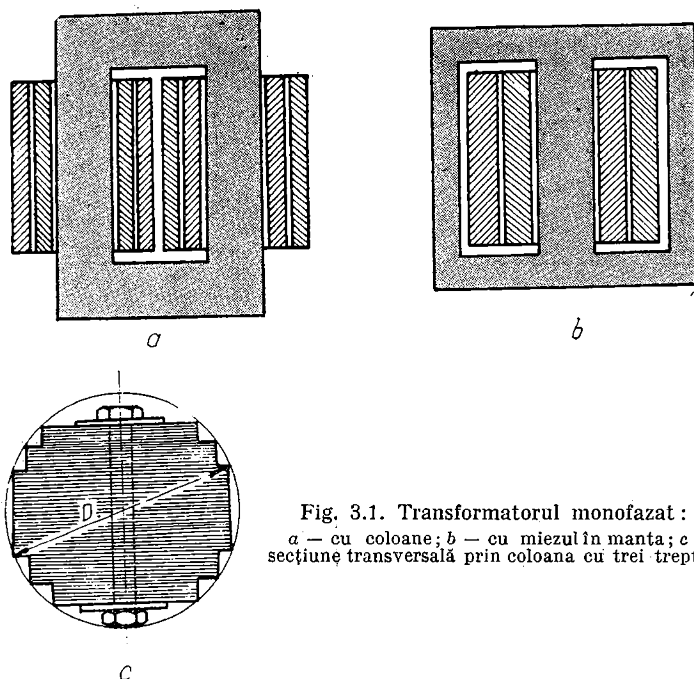


Fig. 3.1. Transformatorul monofazat:
a — cu coloane; *b* — cu miezul în manta; *c* — secțiune transversală prin coloana cu trei trepte.

magnetic (pentru reducerea pierderilor). Tolele sînt izolate între ele cu hîrtie, lac, oxizi ceramici etc. Miezul transformatorului monofazat se execută cu coloane, înfășurările fiind divizate în două și dispuse pe ambele coloane, ca în figura 3.1,*a* sau în manta, înfășurările fiind dispuse pe coloana din mijloc (fig. 3.1,*b*). Conturul geometric al secțiunii coloanei transformatorului este realizat în trepte pentru a umple cît mai bine spațiul din interiorul bobinelor (fig. 3.1,*c*).

Miezul transformatoarelor trifazate se execută cu coloane (fiecare coloană corespunde la o fază, fig. 3.2*a*), sau cu cinci coloane dispuse asimetric în linie (fig. 3.2,*b*). Miezul feromagnetic al transformatoarelor trifazate executat din tablă laminată la rece, poate fi realizat cu coloanele dispuse simetric în spațiu (fig. 3.2,*c*). Miezul transformatoarelor trifazate în manta (fig. 3.2,*d*) nu este utilizat în țara noastră.

Înfășurările. Înfășurările transformatoarelor de putere se execută din aluminiu (pentru transformatoare pînă la 20... 40 MVA) sau din cupru; conductoarele înfășurării sînt izolate cu email, bumbac, hîrtie sau prezintă o izolație mixtă de hîrtie și bumbac. La transformatoarele de putere utilizate în sistemul energetic, bobinele înfășurării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune, se execută de tip concentrat și se dispun concentric pe aceeași coloană.

La transformatoarele încuvate, capetele înfășurărilor sînt scoase la borne prin izolatoare de trecere.

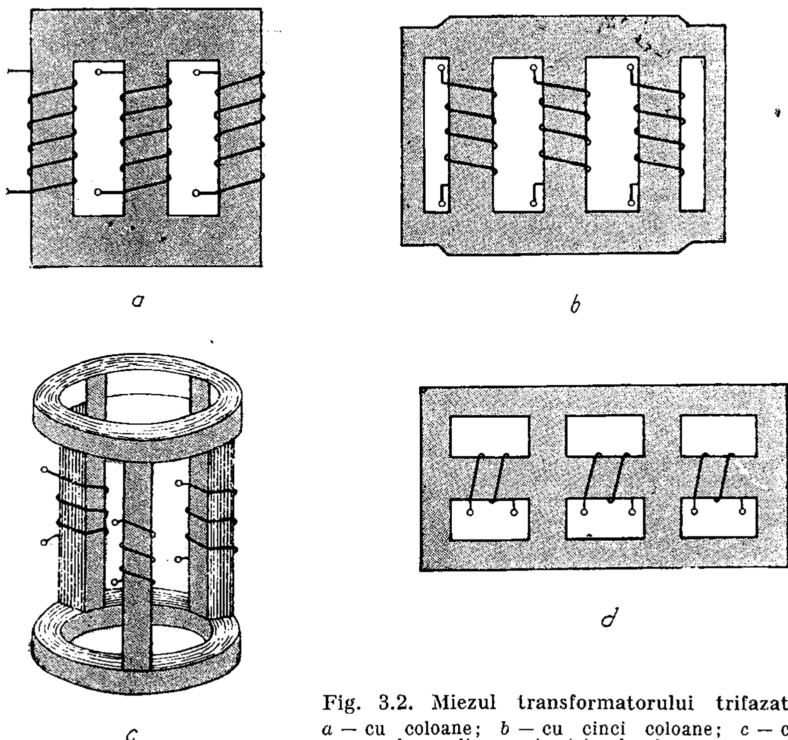


Fig. 3.2. Miezul transformatorului trifazat: *a* — cu coloane; *b* — cu cinci coloane; *c* — cu coloane dispuse simetric; *d* — în manta.

Pentru consolidarea mecanică a miezului se utilizează dispozitive de strîngere a jugurilor, lipirea tolelor printr-o masă izolantă, buloane izolate pentru strîngerea coloanelor şi tiranţi pentru consolidarea jugurilor — unul faţă de celălalt (fig. 3.3).

Pentru consolidarea mecanică a înfăşurărilor se utilizează distanţoare axiale şi transversale izolate şi dispozitive formate din buloane, plăci de presare şi discuri izolante pentru comprimarea axială a înfăşurărilor.

Transformatoarele uscate se construiesc pentru puteri de ordinul sutelor de KVA.

Transformatoarele în ulei se construiesc pentru puteri de la 100 kVA în sus; în acest caz, miezul împreună cu înfăşurările sînt introduse într-o cuvă în ulei. Pe capacul cuvei sînt fixate izolatoarele de trecere, conservatorul de ulei, dispozitive de protecţie, inele de ridicare a părţii decuvabile etc. La transformatoarele cu răcire naturală sau forţată, cuva este prevăzută cu ondule pentru majorarea ariei suprafeţei de convecţie sau este echipată cu dispozitive de răcire formate din ţevi, lire sau radiatoare. Pentru transportul transformatorului încuvat, sînt fixate de cuvă în partea superioară inele sau urechi de ridicare; de fundul cuvei sînt sudate dispozitive cu roţi pentru deplasarea la sol a transformatorului.

10
8
9
4
5
7
6
200
ϕ231
ϕ297
ϕ332
ϕ408
930
438
3
2
1
2630
1736
820
2210
170

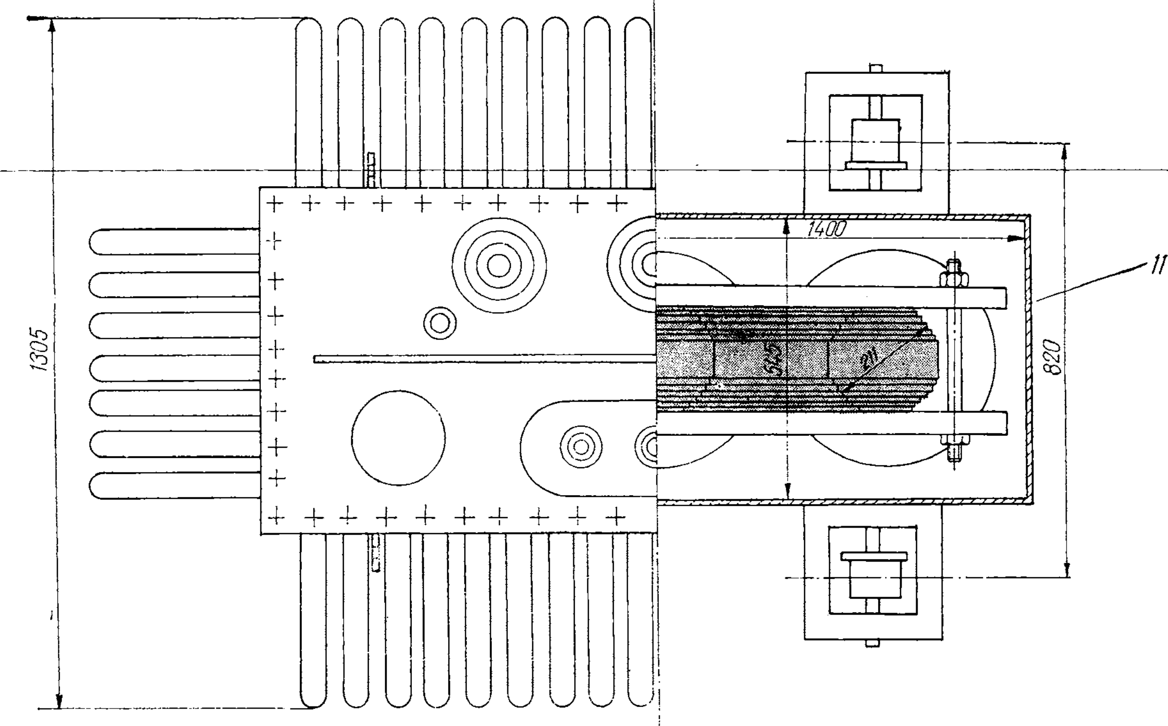
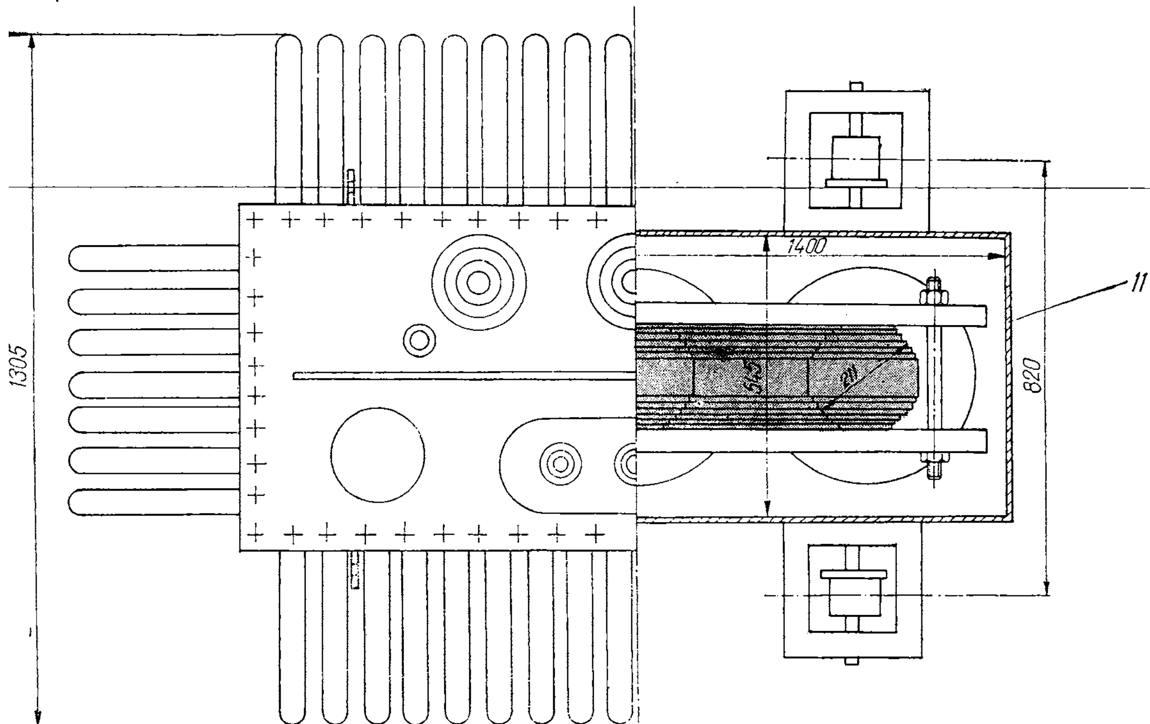


Fig. 3.3,*a* -- Secțiune longitudinală şi transversală printr-un transformator trifazat de 1000 kVA, 6000/400 V, 50 Hz:

1 — miezul feromagnetic; *2* — înfăşurarea de joasă tensiune; *3* — înfăşurarea de înaltă tensiune; *4* — comutatorul de prize; *5* — console de fixare a jugului; *6* — tiranți; *7* — capacul cuvei; *8* — izolator de joasă tensiune; *9* — izolator de înaltă tensiune; *10* — conservatorul de ulei; *11* — cuva.

b — fotografie a unui trausformator decuvat.

10
8
9
4
5
7
6
200
φ231
φ297
φ332
φ408
930
438
3
2
1
820
2210
2630
1736
170



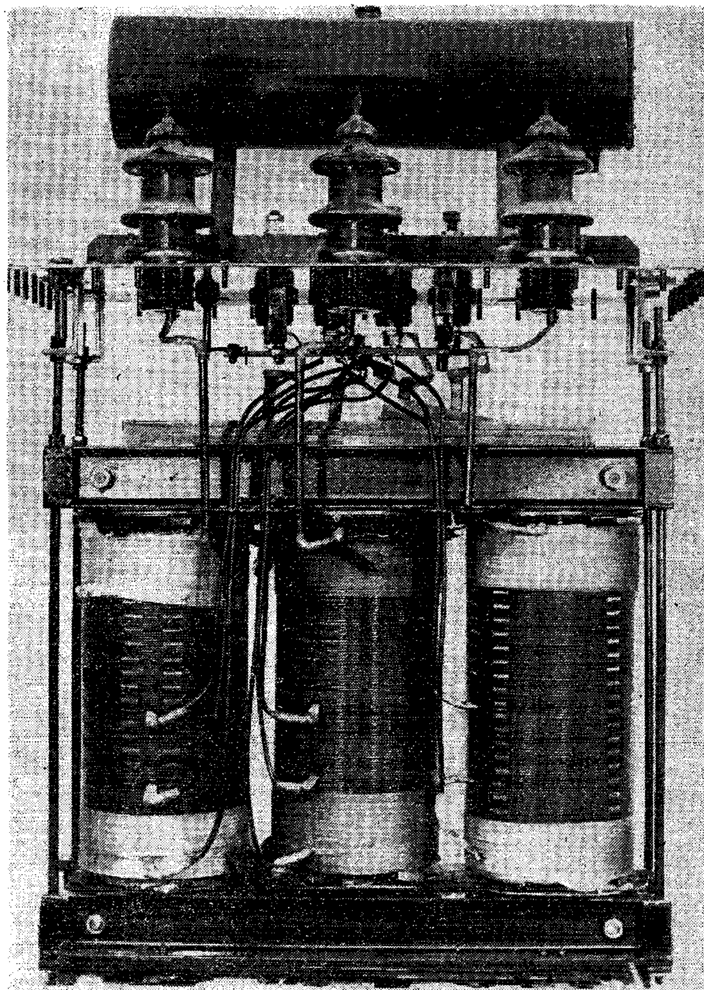


Fig. 3.3. *b* — fotografie a unui transformator decuvat.

3.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE [33], [34]

Dimensiunile principale ale unui transformator sînt : diametrul cercului circumscris ariei secțiunii coloanei notat cu D, lărgimea ferestrei notată cu F și înălțimea ferestrei notată cu H(v. fig. 3.4); în figura 3.4 s-a mai notat cu :

$H_B \equiv H'$ — înălțimea bobinelor;

a_1, a_2 — grosimile bobinelor;

$F' = 2a_1 + 2a_2$ și

$D_m = D + \frac{F}{2}$ — diametrul mediu al înfășurării.

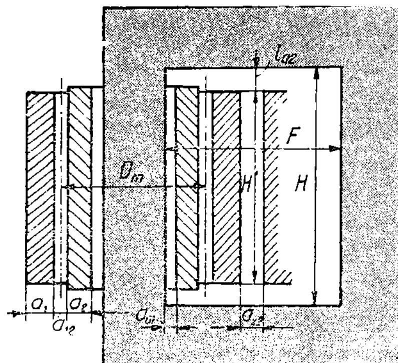


Fig. 3.4. Dimensiunile principale şi de calcul ale transformatorului.

a. **Relaţiile de calcul.** Relaţiile de calcul pentru dimensiunile principale ale transformatorului se stabilesc exprimînd puterea aparentă pe coloană, tensiunea de scurtcircuit şi pierderile în funcţie de dimensiunile principale ale transformatorului şi de solicitările : J (densitatea medie a curentului prin înfăşurări) şi B (inducţia magnetică în coloană).

Puterea electromagnetică pe coloană este:

$$S_1 = U_{e1} \cdot I_1, \tag{1}$$

în care t.e.m. U_{e1} se ia aproximativ egală cu tensiunea la borne U_{b1} pe fază

$$U_{e1} \approx U_{b1} \tag{2}$$

şi se exprimă în funcţie de aria netă S_m a secţiunii coloanei, numărul de spire w al înfăşurării, frecvenţa f a tensiunii reţelei şi inducţia magnetică B astfel :

$$U_{e1} = \sqrt{2}\,\pi f w_1 S_m B. \tag{3}$$

Aria netă a secţiunii coloanei S_m se exprimă în funcţie de aria cercului circumscris astfel : $S_m = k_m \frac{\pi D^2}{4}$ în care k_m este factorul de umplere al miezului.

Intensitatea curentului I_1 se exprimă în funcţie de aria netă a secţiunii S_c a bobinei şi de densitatea medie a curentului, astfel :

$$I_1 = \frac{S_c J}{w_1}. \tag{4}$$

Aria netă S_c a secţiunii bobinei se poate exprima în funcţie de aria secţiunii bobinei; de exemplu, la transformatorul trifazat cu coloane :

$$S_c = k_u \frac{H_B F'}{4}$$

în care k_u este factorul de umplere al bobinei (egal cu raportul dintre aria netă a secţiunii conductoarelor şi aria bobinei).

Puterea pe coloană la transformatorul monofazat cu miezul în manta este $S_1 = S_n$; la transformatorul monofazat cu coloane $S_1 = \frac{S_n}{2}$; la transformatorul trifazat cu coloane $S_1 = \frac{S_n}{3}$.

Înlocuind pe U_{e1} și I_1 în relația (1), rezultă:

$$S_1 = \sqrt{2}\pi f JBS_m S_c. \tag{5}$$

Componenta reactivă u_{scr} a tensiunii de scurtcircuit se calculează din expresia tensiunii de scurtcircuit și pierderile în scurtcircuit:

$$u_{scr} = \sqrt{u_{sc}^2 - \left(\frac{P_{sc}}{S_n}\right)^2} \tag{6}$$

la transformatoarele de puteri mijlocii și mari $u_{scr} \approx u_{sc}$. Din definiția componentei reactive a tensiunii de scurtcircuit rezultă:

$$u_{scr1} = \frac{2\pi f L_\sigma I_1}{U_{e1}}; \tag{7}$$

cu I_1 și U_{e1} din relațiile (4) respectiv (3) și L_σ din relația (94), cap. 1, expresia de mai sus devine:

$$u_{scr1} = \sqrt{2}\, \mu_0 \frac{J}{B} \frac{S_c}{S_m} \frac{\pi D_m}{H_B} k_R \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right). \tag{8}$$

Pierderile P_0 la funcționarea în gol a transformatorului sînt aproximativ egale cu pierderile în miez P_m; notînd cu p_{01}, pierderile specifice în miez în W/kg T² (la inducția magnetică $B = 1$T) pierderile în gol se pot exprima astfel:

$$P_m = \gamma_m p_{01} B^2 S_m l_m, \tag{9}$$

în care:

γ_m este densitatea miezului;
l_m — lungimea medie a miezului feromagnetic

$$l_m = \frac{G_m}{\gamma S_m}, \tag{10}$$

G_m fiind masa miezului; la transformatorul monofazat cu coloane

$$l_m \approx 2H + 2\nu F + 3{,}6\ \nu D, \tag{11}$$

iar la transformatorul trifazat cu coloane

$$l_m \approx 3H + 4\nu F + 5{,}6\ \nu D. \tag{12}$$

În relațiile (11) și (12) s-a notat cu $\nu = \frac{S_j}{S_m}$ raportul dintre aria secțiunii jugului S_j și aria secțiunii coloanei S_m. Secțiunea jugului se ia mai mare decît

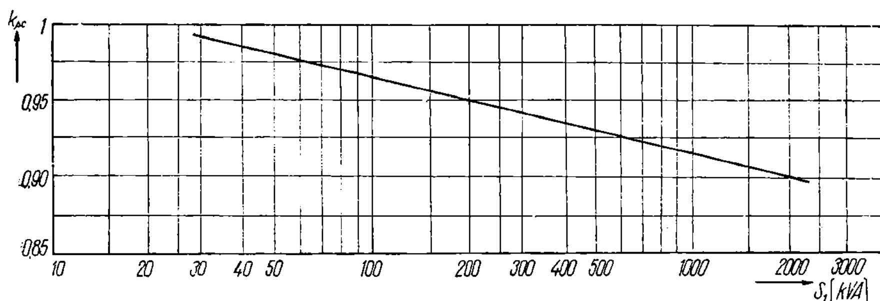


Fig. 3.5. Raportul k_{sc}

secțiunea coloanei pentru a rezulta o construcție optimă și pentru a reduce asimetria circuitului magnetic la transformatoarele trifazate cu coloanele în linie. Valoarea lui ν este :

$$1 \leqslant \nu \leqslant 1,1. \tag{13}$$

Pierderile P_{sc} la funcționarea în scurtcircuit a transformatorului sînt aproximativ egale cu pierderile P_c în înfășurare;

$$P_c = 2m\rho\,\pi D_m S_c J^2, \tag{14}$$

în care :
m este numărul de faze;
ρ — rezistivitatea conductorului (v. tabela 1.4),
D_m — diametrul mediu al înfășurărilor.

La transformatoarele de puteri mai mari se aproximează pierderile suplimentare, calculîndu-se pierderile P_c din relația

$$P_c = \frac{P_{sc}}{k_{sc}} \tag{14, a}$$

în care k_{sc} la transformatoarele trifazate are aproximativ valoarea care rezultă din fig. 3.5, în care s-a reprezentat grafic factorul k_{sc} în funcție de puterea pe fază S_1 a transformatorului.

În cele 4 ecuații numerotate cu (5), (8), (9) și (14), intervin 5 necunoscute D, F, H, J și B, deoarece S_c și S_m sînt funcții de dimensiunile transformatorului. Distanțele l_0, a_{01}, a_{12} și a_{22} depind de tensiunile înfășurărilor transformatorului; la tensiuni de borne date, aceste distanțe se pot considera constante pentru o gamă de puteri.

Prin urmare, soluția nu este determinată în mod univoc, problema avînd un grad de libertate. Soluția optimă se poate determina punînd de exemplu condiția ca prețul de cost al transformatorului să fie minim. Deoarece rezolvarea sistemului de ecuații este complicată, iar curba prețului de cost funcție de dimensiunile transformatorului are o alură aplatisată, problema se poate rezolva prin calcularea mai multor variante și determinarea variantei optime. Problema se simplifică și mai mult dacă se mai consideră o relație suplimentară între dimensiunile principale ale transformatorului. Astfel se introduce raportul

$$\beta = \frac{\pi D_m}{H_B}, \tag{15}$$

a cărui valoare este cuprinsă între 1,2 (corespunzătoare transformatoarelor suple) şi 3,5 (corespunzătoare transformatoarelor teşite); valoarea optimă a acestui factor se determină prin calcul (transformatorul se proiectează în mai multe variante, care diferă prin valoarea luată pentru β şi se reţine soluţia optimă).

Dacă se raportează pierderile la puterea nominală a transformatorului şi se exprimă numai în funcţie de dimensiunile principale, ecuaţiile de mai sus scrise pentru transformatorul trifazat devin :

$$S_1 = \sqrt{2}\pi f J B k_m \frac{\pi D^2}{4} \frac{(H - l_0)(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}{4}, \tag{16}$$

$$u_{scr1} = 4\sqrt{2}\mu_0 k_R \frac{J}{B} \frac{k_u(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}{k_m D^2} \left(D + \frac{F}{2}\right)\left(a_{12} + \frac{F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22}}{6}\right), \tag{17}$$

$$i_{0a} = \frac{4}{3} \frac{\gamma m p_{01}}{\sqrt{2}\pi f} \frac{B}{J} \frac{3H + 4\nu F + 5{,}6\nu D}{k_u (H - l_0)(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}, \tag{18}$$

$$u_{sca} = \frac{4}{3} \frac{2m\rho}{\sqrt{2}\pi f} \frac{J}{B} \frac{D + \frac{F}{2}}{k_u \pi D^2}, \tag{19}$$

în care s-a notat cu

$$i_{0a} = \frac{P_m}{S_n} \tag{20}$$

pierderile în gol pe unitatea de putere a transformatorului (egale cu componenta activă a curentului de mers în gol raportată), iar cu

$$u_{sca} = \frac{P_c}{S_n} \tag{21}$$

pierderile în scurtcircuit pe unitatea de putere a transformatorului (egale cu componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, raportată).

Deoarece la o gamă de transformatoare J şi B au valori aproape constante, pe baza ecuaţiilor (16), (17), (18) şi (19) se ajunge la următoarele concluzii :

— puterea aparentă a transformatorului variază aproximativ cu puterea a patra a dimensiunilor liniare :

$$S_n = k_S \cdot L^4; \tag{22}$$

— componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit creşte aproximativ cu puterea dimensiunii liniare :

$$u_{scr} = k_{ur} \cdot L; \tag{23}$$

valoarea tensiunii de scurtcircuit depinde însă şi de a_{12} şi concluzia de mai sus are o valabilitate limitată;

— pierderile în gol şi în scurtcircuit pe unitatea de putere nominală a transformatorului scad cu creşterea dimensiunii liniare :

$$\left.\begin{aligned} i_{0a} &= k_i \cdot L^{-1}, \\ u_{sca} &= k_{ua} \cdot L^{-1}\ ; \end{aligned}\right\} \qquad (24\ \text{a şi b})$$

prin urmare, unităţile de transformatoare de puteri mari au pierderile raportate mai mici şi randamentul mai bun.

b. **Calculul diametrului coloanei.** Înlocuind pe I_1 din relaţia (7), U_{e1} din relaţia (3), cu β definit de relaţia (15), expresia puterii aparente pe coloană a transformatorului [relaţia (1)] devine :

$$S_1 = \pi f S_m^2 B^2 \frac{u_{scr}}{\mu_0 \beta k_R \left(a_{12} + \dfrac{a_1 + a_2}{3}\right)}\ ; \qquad (25)$$

din aceasta rezultă aria netă a secţiunii coloanei

$$S_m = \sqrt{\frac{S_1 \mu_0 \beta k_R \left(a_{12} + \dfrac{a_1 + a_2}{3}\right)}{\pi f B^2 u_{scr}}}, \qquad (26)$$

respectiv diametrul D al coloanei.

$$D = \sqrt{\frac{4S_m}{k_m \pi}} = 2\sqrt[4]{\frac{S_1 \mu_0 \beta k_R \left(a_{12} + \dfrac{a_1 + a_2}{3}\right)}{\pi^3 f k_m^2 B^2 u_{scr}}}. \qquad (27)$$

În aceste relaţii intervin mărimile S_1, f şi u_{scr} care se calculează pe baza datelor nominale, k_R care se determină din relaţia (87), cap. 1 şi β explicat în paragraful precedent; celelalte mărimi se determină astfel :

— Inducţia magnetică B se precizează în funcţie de puterea transformatorului şi de sortul de tablă utilizat în construcţia miezului;

$1{,}6 \leqslant B \leqslant 1{,}65$ T — la transformatoare executate cu tablă laminată la rece;

$1{,}1 \leqslant B \leqslant 1{,}5$ T — la transformatoare executate cu tablă laminată la cald;

valorile mai mici corespund transformatoarelor de puteri mai mici.

— Factorul $a_{12} + \dfrac{a_1 + a_2}{3}$ se aproximează iniţial în funcţie de puterea şi tensiunile nominale ale transformatorului. Lărgimea canalului de scăpări a_{12} este funcţie de tensiunea la borne; în tabela 3.1 se indică pentru transformatoarele în ulei, valorile uzuale ale acestei distanţe în funcţie de tensiunea de încercare U_i (de frecvenţă industrială — 50 Hz) şi de puterea transformatorului.

Valorile tensiunii de încercare U_i la frecvenţă industrială sînt indicate

Tabela 3.1

Valorile distanței a_{12} la transformatoarele în ulei

U_i kv (f = 50Hz)	18 ~ 25			35		45		55	85
S kVA	<100	<560	$\geqslant 750$	$\leqslant 560$	$\geqslant 750$	$\leqslant 560$	$\geqslant 750$		
a_{12}cm	0,85	1,2	1,7	1,5	1,7	1,5	1,7	1,8	2,7

în tabela 3.2, în funcție de tensiunea nominală U_b la bornele transformatorului.

Valorile din paranteză cuprinse în tabela 3.2 corespund normelor Comisiei electrotehnice internaționale revizuite în 1961.

Tabel 3.2

Tensiunile de încercare ale înfășurării transformatorului

U_B kV	3(3,6)	6(7,2)	10(12)	15(17,5)	20(24)	35(36)	110(123)	150(170)	220(245)	(420)
U_i kV	18(16)	25(22)	35(28)	45(38)	55(55)	85(70)	$200\binom{230}{185}$	$275\binom{275}{230}$	$400\binom{460}{395}$	630

Valoarea termenului $\frac{a_1 + a_2}{3}$ în care a_1 și a_2 sînt grosimile înfășurărilor de pe coloană este proporțională cu $\sqrt[4]{S_1}$ și depinde întrucîtva și de tensiunile transformatorului (deoarece grosimea izolației dintre straturile înfășurării crește la tensiuni ridicate); în tabela 3.3 se indică valorile factorului de pro-

Tabela 3.3

Valorile factorului k pentru calculul distanței $\frac{a_1 + a_2}{3}$

S_1 kvA	<100	100 ~ 560	750 ~ 5600	7500 ~ 31500
U_bkV	10	← 10 ~ 35 →		
k	0,6 ~ 0,8	0,48 ~ 0,6	0,4 ~ 0,5	0,44 ~ 0,46

porționalitate $k = \frac{a_1 + a_2}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{S_1}}$ la transformatoare construite.

Relația (26) se poate scrie și astfel:

$$S_m = C \sqrt{\frac{S_1}{f}} \tag{28}$$

în care :

$$C = \sqrt{\frac{\mu_0 \beta k_R \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)}{\pi B^2 u_{scr}}} \qquad (29)$$

şi are valoarea :

$$4 \leqslant C \leqslant 6 \text{ cm}^2 \text{ J}^{-\frac{1}{2}} ; \qquad (30)$$

valoarea optimă a mărimii C se determină prin calcul; înlocuind în relaţia (27) pe C în unităţile indicate de relaţia (30), pe S_1 în VA şi f în Hz se obţine S_m în cm².

Cunoscînd aria netă a secţiunii coloanei se poate determina aria S_c şi diametrul D al cercului circumscris coloanei. Aria geometrică S_g a coloanei este mai mică decît aria cercului circumscris la transformatorul avînd miezul executat în trepte (v. fig. 3.1, *c*). Factorul de umplere k_m al miezului se poate scrie astfel :

$$k_m = \frac{S_m}{S_c} = k_{Fe} k_g, \qquad (31)$$

în care :

$k_{Fe} = \frac{S_m}{S_g}$ este denumit factor de izolare;

$k_g = \frac{S_g}{S_c}$ — factor de geometrie.

Factorul de izolare depinde de grosimea tolelor şi grosimea izolaţiei dintre tole; valorile acestui factor sînt date în tabela 3.4.

Tabela 3.4

Factorul de izolare k_{Fe}

Grosimea tolei mm	Izolaţia		
	hîrtie	lac	oxizi ceramici
0,35	0,85	0,9	0,95
0,5	0,875	0,93	0,98

Factorul de geometrie este funcţie de numărul treptelor (notat cu n), de numărul şi lărgimea canalelor de răcire prevăzute în miez şi de sistemul de consolidare al coloanelor. În tabela 3.5 sînt date valorile factorului k_g,

Tabela 3.5

Factorul de geometrie k_g

S_1 kVA	5 ~ 15	15 ~ 45	45 ~ 5000		5000 ~ 20 000
n	4	5	6	6	7
D cm	8 ~ 12	12 ~ 16	16 ~ 51		
Sistemul de consolidare	Consolidarea coloanei prin înfăşurarea de josă tensiune			Consolidarea prin buloane	
k_g	0,886	0,908	0,92	0,91	0,93

În transformatoare cu diametrul coloanei $D \gg 35$ cm se prevăd canale de răcire; la transformatoarele în ulei, lărgimea canalelor este de 0,6 cm $\sim$ $\sim$ 1,2 cm. Grosimea pachetelor de tole este de 10 $\sim$ 20 cm. Valorile factorului de geometrie date în tabela 3.5 se micşorează cu 0,015 pentru fiecare canal longitudinal, în cazul în care lărgimea canalului este de 0,6 cm.

La transformatoarele uscate, lărgimea canalelor de răcire este de 1$\sim$2 cm; valorile factorului de geometrie se reduc cu 0,05 pentru fiecare canal longitudinal.

După ce s-a calculat aria S_c se determină diametrul D al coloanei.

c. **Înălţimea şi lărgimea ferestrei.** Din relaţiile (9) şi (14) rezultă ecuaţiile:

$$3H + 4\,\nu F = \frac{p_m}{\gamma\, S_m\, p_{01}\, B^2} - 5{,}6\; D\nu \qquad (32)$$

şi

$$\left(D + \frac{F}{2}\right) HF = \frac{2P_c}{\pi m\, \rho k_f\, J^2}, \qquad (33)$$

cu necunoscutele F şi H. Factorul de umplere k_f al ferestrei transformatorului (egal cu raportul dintre aria netă a secţiunii conductoarelor din fereastră şi aria ferestrei) se ia aproximativ egal cu 0,2...0,4 la transformatoarele de putere cu înfăşurările din cupru (valorile mai mici corespund transformatoarelor avînd tensiunea la borne ridicată) la transformatoarele cu înfăşurări din aluminiu $k = 0{,}3...0{,}5$. După ce se dimensionează înfăşurările, trebuie verificată valoarea acestui factor.

Densitatea de curent medie J în înfăşurări este funcţie de modul de răcire al transformatorului şi de materialul conductorului; în tabela 3.6 sînt cuprinse

Tabela 3.6

Valorile uzuale ale densităţii de curent J A/mm²

	Înfăşurare cu conductor din Cu	Înfăşurare cu conductor din Al
Transformator în aer	1,2...2,8	0,8...1,7
Transformator în ulei	1,6...4	1 ...2,4

valorile uzuale ale densităţii de curent.

Adoptînd şi factorul ν definit în paragraful de mai sus, se poate rezolva sistemul de ecuaţii (32) şi (33), rezultînd astfel înălţimea H şi lărgimea F a ferestrei.

După ce s-au determinat dimensiunile ferestrei transformatorului, trebuie verificat factorul $\beta = \dfrac{\pi\left(D + \frac{F}{2}\right)}{H'}$ a cărui valoare aproximativă a fost aleasă mai sus, la calculul diametrului.

3.3. SOLICITĂRILE ELECTRICE ȘI MAGNETICE ÎN TRANSFORMATOR

În 3.2. *a* s-a arătat că determinarea solicitărilor electrice și magnetice în transformator face parte din problema stabilirii soluției optime a transformatorului, care la putere, tensiune de scurtcircuit și pierderi date are prețul de cost minim. Rezolvarea integrală a problemei este potrivită pentru construcția transformatoarelor în serii mari.

Pierderile în miez și curentul la funcționarea în gol depind de valoarea inducției magnetice în miezul transformatorului; pentru a se evita creșterea curentului în gol fără a rezulta o creștere corespunzătoare a inducției magnetice, punctul de funcționare pe caracteristica de funcționare a transformatorului se alege sub cotul de saturație.

La transformatoarele de distribuție care funcționează la sarcină nominală numai cîteva ore pe zi, valoarea inducției în miez este cuprinsă între 0,9 T și 1,2 T — în cazul tolelor laminate la cald pentru a rezulta pierderi la funcționarea în gol mai reduse; la transformatoarele de puteri mari și foarte mari, valorile inducției magnetice sînt cuprinse între limitele indicate în 3.2. *b*.

Densitatea de curent se precizează în funcție de construcția bobinei și de sistemul de răcire al transformatorului. În general, densitatea de curent este mai mare în înfășurarea de joasă tensiune, (care are un număr mic de straturi) decît în înfășurarea de înaltă tensiune, construită cu un număr mare de straturi. Astfel, la transformatoarele cu înfășurări din cupru și răcite în ulei, densitatea de curent are valorile:

$1{,}8 \leqslant J \leqslant 4{,}5$ A/mm^2 la bobinele într-un strat;

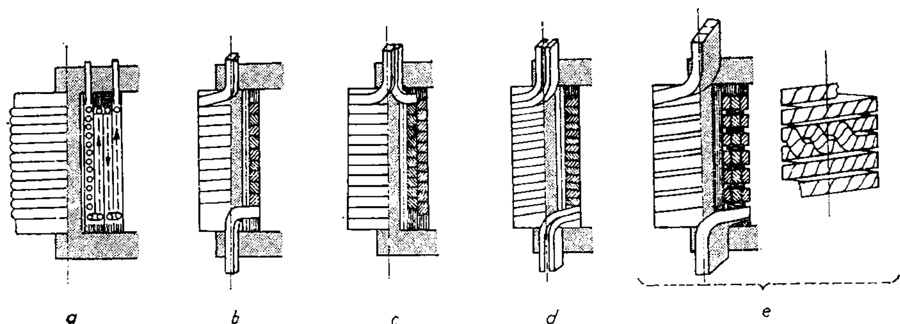
$1{,}5 \leqslant J \leqslant 4$ A/mm^2 la bobinele în mai multe straturi.

3.4. CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR; COORDONAREA IZOLAȚIEI TRANSFORMATORULUI

a. **Construcția înfășurărilor și alegerea tipului de înfășurare.** Înfășurările transformatoarelor de putere se dispun concentric; astfel, la transformatorul cu două înfășurări, bobina înfășurării de joasă tensiune se dispune lîngă miez; peste aceasta se așază bobina înfășurării de înaltă tensiune.

Înfășurările se execută fie sub forma unor *bobine cilindrice* repartizate de-a lungul coloanei, fie sub forma unor *bobine concentrate denumite galeți* și așezați unul alături de celălalt.

Înfășurările cilindrice pot fi executate într-unul sau mai multe straturi cu un singur conductor (de secțiune circulară sau dreptunghiulară). Pentru a rezulta pierderi suplimentare mici în înfășurări, în cazul secțiunilor mari ale conductoarelor, se utilizează două sau mai multe conductoare subțiri, conectate în paralel. În consecință, înfășurările cilindrice se execută cu două sau mai multe conductoare în paralel alăturate, sau cu două sau mai multe conductoare conectate în paralel și dispuse suprapus. În figura 3.6 sînt reprezentate schițe



3.6. Înfășurări cilindrice:

a — înfășurare în mai multe straturi (stratificată) cu conductor de secțiune circulară; *b* — înfășurare într-un strat cu un singur conductor de secțiune dreptunghiulară; *c* — înfășurare în două straturi cu un singur conductor; *d* — înfășurare cu două conductoare în paralel dispuse alăturat; *e* — înfășurare cu trei conductoare în paralel dispuse suprapus și schița transpunerii lor (înfășurarea helicoidală).

ale tipurilor principale de înfășurări cilindrice. La înfășurările cu mai multe conductoare conectate în paralel și dispuse suprapus, denumite și înfășurări helicoidale (v. fig. 3.6, *e*) se procedează la transpunerea conductoarelor pentru a rezulta aceiași parametri (rezistența și reactanța de scăpări) pe calea de curent. Dacă n_c este numărul de conductoare suprapuse, numărul de transpuneri n_t este

$$n_t = \nu(n_c - 1)$$

în care ν este un număr întreg oarecare; transpunerile se execută la intervale egale.

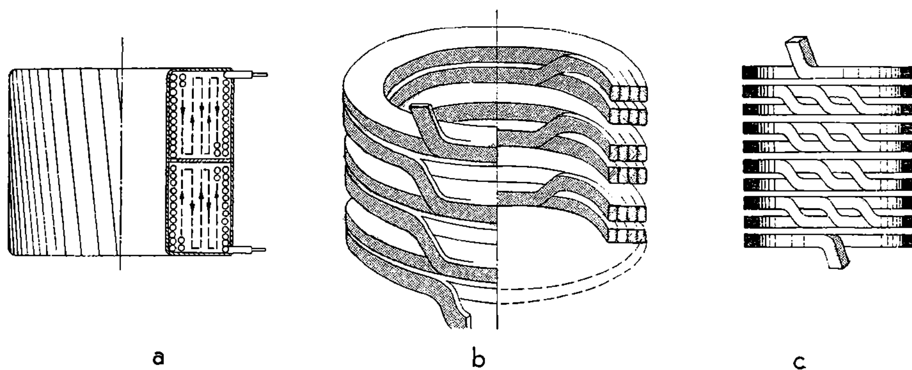
Înfășurările cilindrice în mai multe straturi se pot prevedea cu canale axiale de răcire.

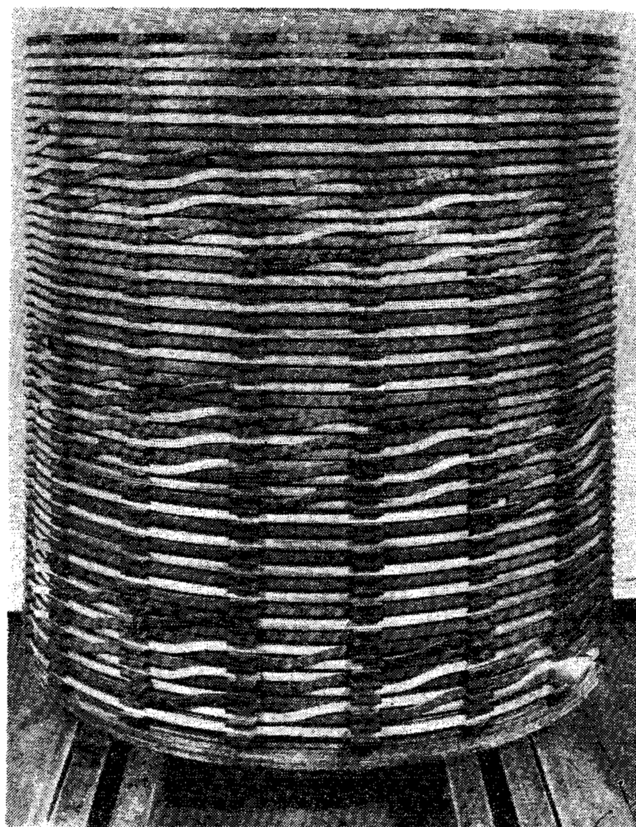
Înfășurările în galeți se execută cu *galeți separați* (fig. 3.7, *a*), în cazul conductoarelor de secțiune circulară, sau cu *galeți continui* (denumită și înfășurare spiralată), în cazul conductoarelor de secțiune dreptunghiulară (fig. 3.7, *b*).

La înfășurările în galeți se prevăd canale radiale de răcire; lărgimea canalului de răcire este de 10 ...20 mm, în cazul galeților separați și de 3...5 mm, în cazul galeților continui.

Se construiesc și înfășurări în galeți continui cu mai multe conductoare în paralel; pentru reducerea pierderilor suplimentare se procedează și în acest caz la transpunerea conductoarelor; în figura 3.7, *c* este prezentată schița unei înfășurări în galeți continui, cu 3 conductoare în paralel, prevăzută cu transpunerea conductoarelor, iar în figura 3.7, *d* fotografia unei înfășurări din galeți continui.

Tipul de înfășurare se precizează în funcție de valoarea curentului și a tensiunii pentru care se dimensionează înfășurarea; printr-un conductor elementar pot trece curenți pînă la 200 A, iar tensiunea pe strat, respectiv pe galet, este pînă la 800...1 000 V. În funcție de valoarea curentului se determină numărul de conductoare elementare conectate în paralel și în funcție de





3.7. Înfăşurări în galeţi:

a — înfăşurare în galeţi separaţi; *b* — înfăşurare în galeţi continui (înfăşurare spiralată); *c* — înfăşurare în galeţi continui cu 3 conductoare în paralel, transpuse la fiecare trecere; *d* — fotografie a unei înfăşurări în galeţi continui cu transpoziţii.

valoarea tensiunii la bornele înfăşurării se determină numărul de straturi, respectiv de galeţi ai înfăşurării.

Înfăşurările de tip cilindric, cu conductor de secţiune dreptunghiulară format din unul sau mai multe conductoare conectate în paralel, se execută îndeosebi ca înfăşurări de joasă tensiune la transformatoare avînd $S \leqslant 1\,000$ kVA şi $U \leqslant 525$ V.

Înfăşurarea cilindrică stratificată cu conductor de secţiune circulară se utilizează la transformatoare de putere mică $S \leqslant 180$ kVA ca înfăşurări de joasă tensiune sau înfăşurări de înaltă tensiune ($U \leqslant 15$ kV).

Înfăşurarea cilindrică formată din galeţi separaţi se utilizează mai rar, şi anume la transformatoarele de putere mică şi tensiune ridicată (35 kV).

Înfăşurarea cilindrică formată din galeţi continui se utilizează la transformatoarele de putere mare şi tensiuni ridicate ($\geqslant 6$ kV), atît pe partea de joasă tensiune, cît şi pe partea de înaltă tensiune.

Construcţia înfăşurării trebuie să prezinte: o rezistenţă mecanică bună la acţiunea forţelor de scurtcircuit şi pierderi suplimentare cît mai reduse; transmisia căldurii de la înfăşurare la mediul ambiant să nu producă căderi mari de temperatură în bobine, izolaţia înfăşurării să reziste la solicitările electrice, care pot apărea în transformator, iar procesul tehnologic să fie simplu.

b. **Izolaţia înfăşurărilor.** Înfăşurările transformatorului sînt izolate între ele şi faţă de masă (faţă de miez, cuvă, dispozitive metalice de consolidare); şi în cazul transformatoarelor trifazate conectate în stea şi avînd nulul conectat la masă, izolaţia înfăşurării se dimensionează ca în cazul transformatoarelor cu nulul izolat.

Izolaţia înfăşurării se compune din:

— izolaţia principală care izolează înfăşurările unele faţă de altele, respectiv faţă de miez şi cuvă;

— izolaţia transversală care izolează spirele înfăşurării unele faţă de altele (izolaţia conductorului şi izolaţia dintre straturi).

Materialele izolante folosite în transformatoarele electrice sînt:

— hîrtie de cablu (utilizată ca izolaţie între straturi la înfăşurările cilindrice în două sau mai multe straturi), de grosime 0,08...0,12 mm şi lăţime 20...50 mm;

— hîrtia telefonică (utilizată la înfăşurările cilindrice stratificate) de grosime 0,05mm($\pm$ 5%) şi lăţime 500($\pm$ 10)mm;

— carton electrotehnic denumit şi preşpan (se utilizează ca izolaţie între înfăşurări, între galeţi, între bobinele elementare în canalele axiale de răcire etc.) cu următoarele dimensiuni $900 \times 1\,000$ mm^2 şi grosimea 0,5 mm sau $850 \times 1\,100$ mm^2, respectiv $1850 \times 3\,600$ mm^2 de grosimi 1, 1,5, 2, 2,5; 3 mm;

— hîrtia bachelizată în formă de tuburi cu diametrul 85...2 000 mm şi grosime 2, 4, 6, 8 mm;

— pertinax;

— porţelan (pentru izolatoare);

— ulei de transformator;

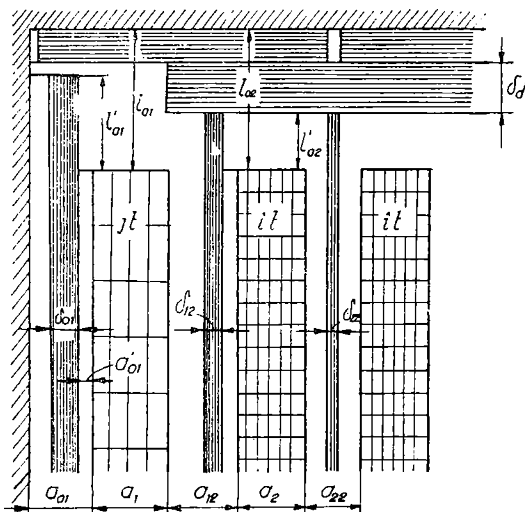


Fig. 3.8. Secțiune longitudinală parțială prin fereastra transformatorului.

— textolit, sticlotextolit cu rășină bachelitică, epoxidică sau siliconică (utilizată îndeosebi la construcția transformatoarelor uscate).

Izolația conductorului se compune din fire de bumbac (învelit de 2 sau de 4 ori), bandă albă (pentru izolarea capetelor înfășurării), hîrtie de cablu simplă (așezată dublu suprapus), s-au împreună cu o izolație suplimentară din fire de bumbac (la transformatoarele de puteri mari). La înfășurările de înaltă tensiune, primele 5% din numărul conductoarelor sînt izolate suplimentar pentru a rezista la solicitările electrice ale supratensiunilor de impulsie.

Dimensiunile izolației înfășurărilor depind de dimensiunile înfășurării, de puterea nominală și tensiunea la bornele înfășurării, de solicitările mecanice și termice ale înfășurării.

În tabela 3.7 sînt date distanțele izolante în cm ale înfășurărilor de tensiune joasă, respectiv medie, în funcție de putere și de tensiunile de încercare ale înfășurărilor de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune (v. tabela 3.2); notațiile sînt conform figurii 3.8.

c. **Calculul înfășurărilor.** Pentru execuția înfășurărilor transformatorului trebuie să se cunoască : numerele de spire w_j, w_i al înfășurării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune, materialul, ariile secțiunilor și dimensiunile conductoarelor, tipul de înfășurare și dimensiunile bobinelor.

Numărul de spire al înfășurării de joasă tensiune monofazată sau trifazată (conectată în stea sau în triunghi) rezultă din relația :

$$w_j = \frac{U_{bj}}{4,44\, f B S_m}, \tag{34}$$

în care U_{bj} este tensiunea la bornele înfășurării de joasă tensiune; w_j trebuie să fie un număr întreg. Dacă w_j rezultă fracționar din relația (34), se ia numărul întreg superior sau inferior potrivit pentru a executa înfășurarea și se recalculează, în baza acestei relații, valoarea inducției magnetice în miez.

Tabela 3.7

Distanțele izolante în cm ale înfășurărilor transformatoarelor de tensiune medie și joasă

S kVA	U_i kV ptr.j.t.	l_{01}	δ_{01}	a'_{01}	a_{01}	l'_{01}	U_i kV ptr.î.t	l_{02}	δ_d	a_{12}	δ_{12}	l'_{02}	a_{22}	δ_{22}
20...100 180...560 ⩾750	5	1,25			0,5									
20...560	18,25	1,25	0,25	0,6	1,2	1,8	18,25	2...3		0,8... ...1,2	0,25	1	1	0,2
⩾750			0,5	0,6	1,5	1,8		3...5		1,7	0,5	1	1	
20...560	35	1,25	0,3	0,8	1,8	2,5	35	3		1,2	0,3	1,6	1,4	0,2
⩾750			0,5	0,8	1,8	2,5		3...5		1,7	0,5	1,6	1,4	
20...560	45	1,25	0,35	1	1,8	3	45	4		1,5	0,35	2,2	1,7	0,2
⩾750			0,5	1	2,0	3		4...5		1,7	0,5	2,2	1,7	
20...560	55	1,25	0,4	1,3	2,1	4,5	55	5	0,2	1,8	0,4	3	2	0,3
⩾750			0,5	1,3	2,3	4,5		5	0,2	1,8	0,5	3	2	
20...750	85	1,25	0,6	1,9	3	7	85	6	0,2	2,7	0,5	4	3	0,3
⩾1000								7,5	0,2	2,7	0,5	5,5	3	

La înfășurarea trifazată conectată în zigzag, numărul de spire pe fază rezultă din relația :

$$w = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_b}{4{,}44\, fBS_m}.$$

Numărul de spire — pe priza de nominal — al înfășurării de înaltă tensiune rezultă din relația :

$$w_i = \frac{U_{bi}}{U_{bj}}\, w_j, \qquad (35)$$

în care U_{bi} este tensiunea la bornele înfășurării de înaltă tensiune. Transformatoarele de putere mică și medie sînt prevăzute cu posibilitatea de reglaj în trepte a tensiunii prin scoaterea unor prize de la înfășurarea de-

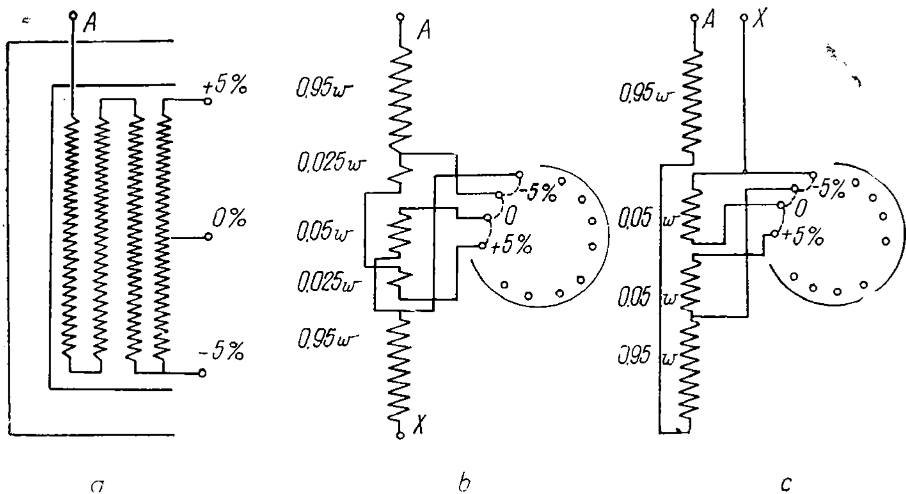


Fig. 3.9. Scheme de conexiuni ale prizelor de reglaj : *a* — la înfăşurări stratificate; *b* şi *c* — la înfăşurări în galeţi.

înaltă tensiune; în acest caz, numărul total de spire al înfăşurării de înaltă tensiune este dat de relaţia :

$$w_{it} = \frac{U_{bi} + \Delta U_{bi}}{U_{bi}} w_i, \tag{36}$$

în care $U_{bi} + \Delta U_{bi}$ este tensiunea la bornele înfăşurării transformatorului pe priza de tensiune maximă (cînd înfăşurarea de joasă tensiune este înfăşurarea primară).

Poziţia prizelor de reglaj se alege astfel încît să rezulte forţe electrodinamice de scurtcircuit minime, iar tensiunea dintre prizele diferitelor faze să fie cît mai mică, pentru a nu complica construcţia comutatorului de prize. La înfăşurările cilindrice stratificate prizele de reglaj se scot din ultimele straturi (fig. 3.9, *a*); cazurile cele mai avantajoase pentru reducerea forţelor electrodinamice de scurtcircuit sînt acelea în care o treaptă de reglaj cuprinde porţiunea de înfăşurare dintr-un strat. La înfăşurările în galeţi, porţiunile de înfăşurare destinate reglajului sînt dispuse la mijlocul înfăşurării de înaltă tensiune şi divizate (aşa cum se arată în fig. 3.9, *b*, de exemplu, pentru transformatoarele cu reglajul tensiunii în limitele de $\pm$ 5%), pentru a reduce asimetria înfăşurărilor. Porţiunile de reglaj sînt conectate în serie cu porţiunea de bază a înfăşurării fie la mijloc (fig. 3.9, *b*) — soluţia adoptată la înfăşurările conectate în triunghi — fie la capătul înfăşurării spre punctul de conexiune stea—soluţie adoptată la înfăşurările conectate în stea (fig. 3.9, *c*).

Secţiunea conductorului se calculează din relaţia

$$s_c = \frac{I}{J}; \tag{37}$$

densitatea de curent J la transformatorul cu pierderi date rezultă din relaţia :

$$J = \frac{P_c u}{2\pi D_m \rho S}, \quad (38)$$

în care :
P_c sînt pierderile principale în înfăşurare [v. relaţia (14, a)];
u — tensiunea indusă pe spiră;
S — puterea aparentă a transformatorului.

Apoi, în funcţie de dimensiunile conductorului stabilite din standardul pentru secţiunea conductorului [v. anexa 2], se alege conductorul şi se recalculează densitatea de curent după relaţia (37).

Dimensiunile bobinei se calculează în funcţie de dimensiunile conductorului izolat (v. anexele 2 şi 3), de numărul de conductoare pe strat, de înălţimea ferestrei şi distanţele de izolare minime indicate în tabela 3.7. Înălţimea bobinei este :

$$H' = (w_s + 1)h_{ciz}, \quad (39)$$

în care w_s este numărul de spire pe strat, iar h_{ciz} înălţimea conductorului izolat. Numărul de straturi este dat de relaţia :

$$n_s = \frac{w}{w_s}, \quad (40)$$

în care w este numărul de spire al înfăşurării (w_j, respectiv w_i). Grosimea bobinei este :

$$a = n_s b_{ciz} + (n_s - 1)\delta_{iz} \quad (41)$$

în care :
b_{ciz} este grosimea conductorului izolat;
δ_{iz} — grosimea izolaţiei dintre straturi; izolaţia între straturi se execută din hîrtie şi are o grosime totală de :

0,12 mm la tensiunea între straturi 150 V;
0,2 mm la tensiunea între straturi 150...200 V;
0,4...0,5 mm la tensiunea între straturi 200...300 V.

3.5. CALCULUL PIERDERILOR ŞI CURBA RANDAMENTULUI

a. **Pierderile în gol.** În transformator se produc pierderi în miez datorită cîmpului magnetic alternativ. Pierderile în gol mai cresc datorită repartiţiei neuniforme a cîmpului, a prelucrării mecanice, a deformării tolelor la montajul miezului şi datorită prezenţei pieselor masive de consolidare a coloanelor şi jugurilor. Pierderile în gol se calculează după relaţia :

$$P_0 = k_{sm}(p_c G_c + p_j G_j), \quad (42)$$

în care :

p_c şi p_j sînt pierderile specifice în coloană, respectiv în jug, corespunzătoare inducţiei magnetice din aceste zone;

G_c şi G_j sînt masele coloanelor, respectiv ale jugurilor.

Factorul k_{sm} prin care se ţine seama de pierderile suplimentare are aproximativ valoarea din tabela 3.8.

Tabela 3.8

Factorul de pierderi suplimentare în miez k_{sm} în funcţie de diametrul D

Diametrul coloanei D cm	< 20	20...30	30...50	>50
Jug cu secţiune dreptunghiulară	1...1,01	1,02...1,05	1,05...1,1	1,1...1,15
Jug cu secţiunea în trepte	1	1...1,02	1,03...1,05	1,05...1,07

Inducţia magnetică în coloană rezultă din relaţia (34), iar inducţia în jug rezultă din relaţia :

$$B_j = B \frac{S_m}{S_j}, \tag{43}$$

în care S_j este aria netă a secţiunii jugului.

La transformatoarele executate cu tablă laminată la rece pierderile suplimentare mai cresc şi datorită anizotropiei circuitului magnetic în zonele de îmbinare dintre juguri şi coloane cu aproximativ 30...50%, în raport cu pierderile care s-ar produce la magnetizarea zonei de îmbinare după direcţia de laminare. În acest caz expresia de calcul a pierderilor la transformatorul trifazat este :

$$P_m = k_{sm}[p_c G_c + 4 F S_j \gamma_m p_j + 5{,}6\, D S_j \gamma_m (1{,}3...1{,}5) p_j] \tag{44}$$

în care γ_m este densitatea tablei silicioase (v. tabela 1.8).

În tabela 3.9 sînt date pierderile specifice în tolele de 0,35 mm grosime, utilizate în construcţia transformatoarelor în ţara noastră (v. şi anexa 1).

Tabela 3.9

Pierderile specifice şi puterile specifice de magnetizare în tabla silicioasă de 0,35 mm grosime

B T	Tablă laminată la cald			Tablă laminată la rece		
	p_0 W/kg	q VAr/kg	q_δ VAr/cm²	p_0 W/kg	q VAr/kg	q_δ VAr/cm²
1	1,20	4,6	0,491	0,500	1,46	0,099
1,1	1,46	6,5	0,776	0,596	2,10	0,178
1,2	1,76	10,0	1,176	0,703	3,10	0,380
1,3	2,09	15,7	1,722	0,820	4,55	0,700
1,4	2,45	25,8	2,457	0,945	6,70	1,110
1,5	2,80	43,5	3,420	1,100	10,10	1,600
1,6				1,320	15,80	2,220
1,7				1,600	25,00	2,860
1,8				2,000	48,00	4,000

b. **Pierderile în scurtcircuit.** În transformator se produc pierderi în înfăşurări; cîmpul magnetic de scăpări-proporţional cu solenaţia înfăşurărilor, produce pierderi suplimentare în piesele masive de consolidare şi în cuva transformatorului.

Pierderile principale în înfăşurări sînt:

$$P_j = m(\rho J_j^2 V_j + \rho J_i^2 V_i), \tag{45}$$

în care volumele înfăşurărilor V_j şi V_i rezultă din relaţiile:

$$V_j = s_{cj} w_j \pi D_{mj}; \quad V_i = s_{ci} w_i \pi D_{mi} \tag{46 a,b}$$

D_{mj}, respectiv D_{mi} fiind valorile diametrelor spirelor medii ale înfăşurărilor de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune.

Rezistivitatea ρ (v. tabela 1.4) a conductorului se calculează pentru temperatura 75°C.

În înfăşurări se produc şi pierderi suplimentare datorită refulării curentului sub influenţa cîmpului alternativ de scăpări. Astfel fereastra transformatorului se asimilează cu o crestătură deschisă de lărgime H(v. 1.3.3.3.b) şi se calculează factorul de majorare după relaţia (145) cap. 1. Pentru $\xi = \alpha h \leqslant 1$ [v. relaţia (142) cap. 1] factorul de majorare se determină astfel:

— pentru conductoare de secţiune dreptunghiulară:

$$k_{r\square} = 1 + \frac{m^2 - 02}{9} (\alpha h)^4; \tag{47}$$

— pentru conductoare de secţiune circulară avînd diametrul $d = h$

$$k_{r\bigcirc} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{15{,}25} (\alpha h)^4, \tag{48}$$

în care $m = n_s$ este numărul de conductoare suprapuse ale unei înfăşurări (egal cu numărul de straturi).

Pierderile în înfăşurări sînt:

$$P_c = k_{rj} P_{Jj} + k_{ri} P_{Ji}, \tag{49}$$

în care:

$$P_{Jj} = m \rho J_j^2 V_j,$$

iar

$$P_{Ji} = m \rho J_i^2 V_i.$$

Factorul de majorare a pierderilor k_{sc} la funcţionarea în sarcină a transformatorului, datorită pierderilor care se produc în piesele de consolidare şi în cuvă rezultă din figura 3.5, iar pierderile totale în scurtcircuit sînt date de relaţia (14, *a*).

c. **Randamentul transformatorului.** La funcţionarea transformatorului la o sarcină oarecare, randamentul transformatorului este:

$$\eta = \frac{\beta S \cos \varphi_2}{\beta S \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{sc} + P_m}, \tag{50}$$

în care :

$\beta = \frac{I}{I_n}$ este raportul dintre curentul I pentru care se calculează randamentul şi curentul nominal I_n;

$\cos \varphi_2$ — factorul de putere al circuitului receptor. Se reprezintă grafic randamentul η în funcţie de curentul de sarcină I (primar sau secundar). Randamentul este maxim pentru :

$$\beta = \sqrt{\frac{P_m}{P_{sc}}}. \tag{51}$$

3.6. CURENTUL LA FUNCŢIONAREA ÎN GOL A TRANSFORMATORULUI

Valoarea efectivă a curentului de mers în gol este dată de relaţia :

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0\mu}^2}. \tag{52}$$

Componenta activă I_{0a} a curentului de mers în gol se determină din pierderile de mers în gol; la transformatorul trifazat cu tensiunea de alimentare pe fază U_{bf}, valoarea efectivă a acestei componente este :

$$I_{0a} = \frac{P_0}{3U_{bf}}, \tag{53, a}$$

iar valoarea raportată este :

$$i_{0a} = \frac{P_0}{S} 100\%, \tag{53, b}$$

cu P_0 în W şi S în VA.

Componenta reactivă $I_{0\mu}$ a curentului de mers în gol se determină din puterea de magnetizare :

$$Q = q_c G_c + q_j G_j + q_\delta S_m \cdot n_\delta \tag{54}$$

în care :

q_c, q_j sînt puterile de magnetizare specifice în VAr/kg din coloană, respectiv jug, corespunzătoare inducţiilor din aceste zone;

q_δ — puterea de magnetizare specifică în VAr/cm² din zona de îmbinare (avînd aria secţiunii S_m în cm²) corespunzătoare inducţiei din coloană.

La transformatorul trifazat tolele pot fi împachetate astfel încît să rezulte în total $n_\delta = 7$. Valorile puterilor de magnetizare specifice sînt date în tabela 3.9, în funcţie de inducţiile magnetice. Valoarea efectivă a curentului de magnetizare rezultă din relaţia :

$$I_{0\mu} = \frac{Q}{3U_{bf}}, \tag{55, a}$$

iar valoarea raportată este:

$$i_{0\mu} = \frac{Q}{S} 100\%. \qquad (55, b)$$

Înlocuind în relaţia (52) pe I_{0a} şi $I_{0\mu}$ din (53, a), respectiv (55, a), se determină valoarea efectivă a curentului la funcţionarea în gol. Valoarea raportată a curentului în gol este:

$$i_0 = \frac{I_0}{I_n} 100 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_{0\mu}^2}\ \%. \qquad (56)$$

Pentru transformatoarele de putere valoarea raportată a curentului de mers în gol este standardizată (STAS 1703-60), v. anexa 5.

3.7. TENSIUNEA DE SCURTCIRCUIT ŞI CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE; CALCULUL CURENTULUI DE SCURTCIRCUIT BRUSC

Tensiunea de scurtcircuit în procente rezultă din relaţia:

$$u_{sc} = \sqrt{u_{sca}^2 + u_{scr}^2}, \qquad (57)$$

în care componenta activă a tensiunii de scurtcircuit este dată de relaţia:

$$u_{sca} = \frac{P_{sc}}{S} 100\ \%, \qquad (58)$$

iar componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit este dată de relaţia:

$$u_{scr} = \frac{2\pi f L_\sigma I}{U_{bf}} 100\ \%. \qquad (59)$$

Pierderile P_{sc} la funcţionarea în scurtcircuit a transformatorului rezultă din relaţiile (14, a) şi (49), iar inductivitatea de scăpări L_σ a transformatorului raportat la înfăşurarea parcursă de curentul I şi avînd tensiunea la borne U_{bf} — rezultă din relaţia (94) cap. 1 pentru înfăşurările cilindrice.

Pentru a determina caracteristicile externe ale transformatorului $U_{b2}(I_2)$ se calculează căderea de tensiune în transformator în funcţie de curentul de sarcină I $\left(\text{respectiv în funcţie de } \beta = \frac{I}{I_n}\right)$ pentru un factor de putere $\cos\varphi_2 =$ $=$ constant (de exemplu, pentru $\cos\varphi_2 = 1$ şi $\cos\varphi_2 = 0{,}8$); expresia căderii de tensiune este:

$$\Delta u = \beta(u_a \cos\varphi_2 + u_r \sin\varphi_2) + \frac{\beta^2}{200}(u_r \cos\varphi_2 - u_a \sin\varphi_2)^2 \qquad (60)$$

Tensiunea la bornele secundare se calculează din expresia:

$$U_{b2} = U'_{b1}\left(1 - \frac{\Delta u}{100}\right), \tag{61}$$

în care $U'_{b1} = \frac{w_2}{w_1} U_{b1}$ este tensiunea la bornele primare, raportată la înfăşurarea secundară.

Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit brusc al transformatorului este dată de relaţia:

$$i_{scmax} = 100\sqrt{2}\frac{I_n}{u_{sc}}\left[1 + e^{-\pi\frac{u_{sca}}{u_{scr}}}\right], \tag{62}$$

în care:

u_{sca} şi u_{scr} [v. relaţiile (58) şi (59)] sînt componentele (activă, respectiv reactivă) ale tensiunii de scurtcircuit,

I_n — valoarea nominală a curentului.

3.8. INDICAŢII PRIVIND CALCULUL MECANIC AL TRANSFORMATORULUI

Înfăşurările şi miezul sînt supuse la acţiunea forţelor proprii, la forţele de strîngere şi comprimare produse (prin intermediul sistemului de strîngere şi consolidare) şi la forţele electrodinamice de scurtcircuit. Pentru calculul mecanic al sistemului format din miez şi înfăşurări trebuie determinate forţele electrodinamice de scurtcircuit. În 1.3.4.2. s-au stabilit expresiile forţelor electrodinamice de scurtcircuit; valorile forţelor electrodinamice se determină pentru valoarea maximă a curentului de scurtcircuit [relaţia (62)].

Forţa radială [relaţia (193) cap. 1] se poate determina din expresia:

$$F_r = \frac{1}{2}\,\frac{100Sk_i^2}{2\pi fm\left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)u_{sca}}, \tag{63}$$

în care:

$$k_i = \frac{u_{sc}i_{scmax}}{100\,I_n} = \sqrt{2}\left(1 + e^{-\pi\frac{u_{sca}}{u_{scr}}}\right). \tag{64}$$

De exemplu, în cazul unui transformator trifazat avînd $S = 5\,000$ kVA, frecvenţa $f = 50$ Hz, $a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} = 6$ cm, $k_i = 1{,}85$ şi $u_{sc} = 7\%$, forţa radială are valoarea:

$$F_r = \frac{1}{2}\,\frac{100 \cdot 5\,000 \cdot 10^3(\sqrt{2} \cdot 1{,}58)^2}{314 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 10^{-2} \cdot 7} \approx 3{,}1 \cdot 10^6 \text{ N}.$$

Se verifică apoi înfăşurarea la forţele radiale; efortul în conductor este dat de expresia:

$$\sigma = \frac{F_r}{2\pi S_c}; \tag{65}$$

la înfăşurările din Cu, efortul σ trebuie să satisfacă condiţia $\sigma \leqslant 6\,000$ N/cm², iar la înfăşurările din Al, $\sigma \leqslant 2\,000$ N/cm². Conductoarele înfăşurării dispuse pe miez prin intermediul unor distanţoare se verifică şi la încovoiere.

Forţa axială la transformatoarele avînd înfăşurările de înălţimi egale şi repartizate uniform rezultă din relaţia (196) cap. 1; introducînd pe F_r din relaţia (63) în (196), cap. 1 rezultă:

$$F_a = \frac{1}{2}\frac{100 S k_i^2}{2\pi f\, m\, H_B\, u_{sc}}. \tag{66}$$

La transformatoarele cu înfăşurări de înălţimi diferite şi repartizate neuniform, forţele axiale se calculează prin metoda prezentată în 1.3.4.2, *b*.

Se verifică rezistenţa înfăşurării sub acţiunea forţelor axiale; astfel se calculează efortul la comprimarea izolaţiei dintre galeţi şi efortul la încovoiere al segmentelor de înfăşurare încastrate între tacheţii distanţori.

Piesele de consolidare mecanică se dimensionează pentru a rezista la greutatea miezului şi înfăşurărilor; tiranţii dintre juguri se verifică la forţa rezultantă datorită greutăţilor proprii şi a forţelor axiale de deplasare

3.9. ÎNCĂLZIREA ŞI RĂCIREA TRANSFORMATORULUI; DIMENSIONAREA CUVEI ŞI A DISPOZITIVELOR DE RĂCIRE

a. **Generalităţi.** Căldura rezultată din pierderile care se produc în transformator se transmite de la părţile active la mediul de răcire (aer sau ulei) prin conducţie; se consideră neglijabilă căldura schimbată între miez şi înfăşurări. De la mediul de răcire căldura se transmite prin convecţie spre peretele cuvei transformatorului, iar apoi prin convecţie şi radiaţie mediului ambiant.

Transformatoarele în aer se construiesc fie cu răcire naturală (căldura se transmite prin convecţie naturală şi radiaţie spre mediul de răcire), fie cu răcire forţată (circulaţia aerului la suprafaţa părţilor active este intensificată prin mijloace exterioare, de exemplu prin ventilatoare).

Transformatoarele în ulei de puteri mici şi mijlocii (pînă la 20 MVA) se construiesc cu răcire naturală; uleiul circulă prin transformator datorită dilataţiei prin încălzirea straturilor din vecinătatea părţilor active. Cuva acestor transformatoare are suprafaţa netedă (pentru transformatoare pînă la o putere de 20 kVA) sau este prevăzută cu dispozitive de răcire, pentru mărirea suprafeţei de convecţie.

Transformatoarele în ulei de puteri mari (peste 20 MVA) se prevăd cu răcire forţată; circulaţia mediului de răcire la suprafaţa elementelor de răcire este intensificată prin ventilatoare speciale, dispuse la 1/3 din înălţimea

radiatorului (măsurată de la baza sa), care acționează aerul de răcire în direcția naturală de circulație.

Transformatoarele destinate să funcționeze în stații electrice închise se construiesc cu răcire artificială; în acest caz uleiul este răcit prin intermediul unui alt agent [de exemplu, de o serpentină (prin care circulă apă) racordată la o rețea exterioară de apă, sau uleiul trece printr-o serpentină dispusă într-o baie de apă].

La transformatoarele de putere construite pentru clasa de izolație A, încălzirile medii admisibile față de mediul ambiant (în ipoteza că temperatura mediului este de maximum 35°C) au următoarele valori:

70°C pentru înfășurări;

75°C pentru miez;

60°C pentru ulei (măsurată în straturile superioare).

Încălzirea transformatorului variază de-a lungul cuvei: în figura 3.10, *a* sînt reprezentate secțiuni parțiale ale unei cuve iar în figura 3.10, *b* sînt date

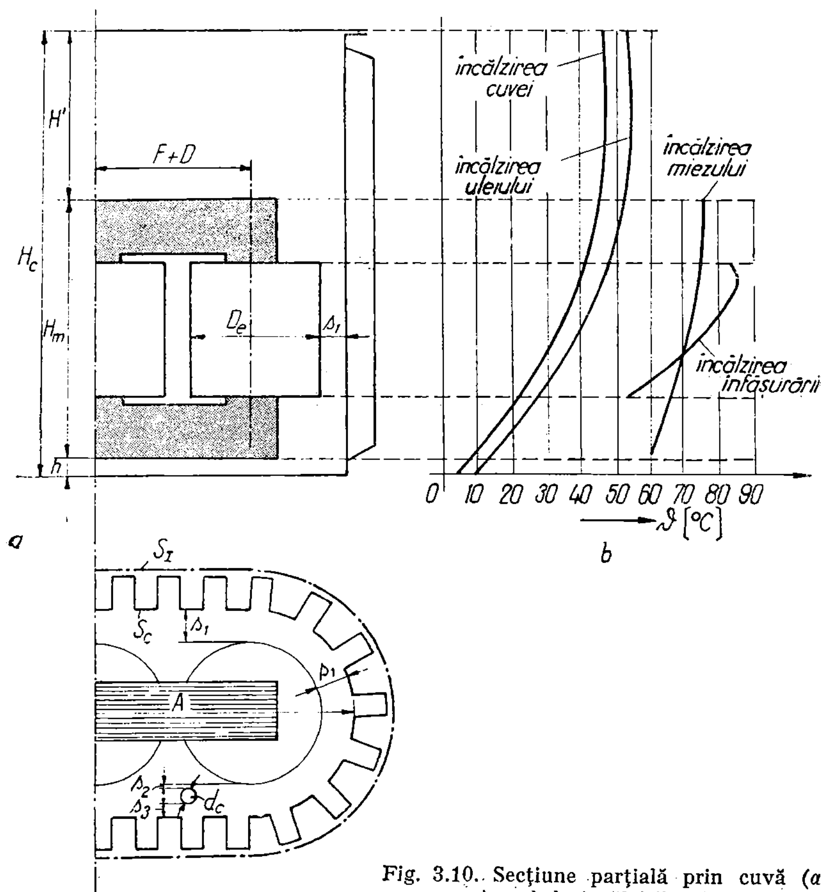


Fig. 3.10. Secțiune parțială prin cuvă (*a*) și curbele încălzirilor (*b*).

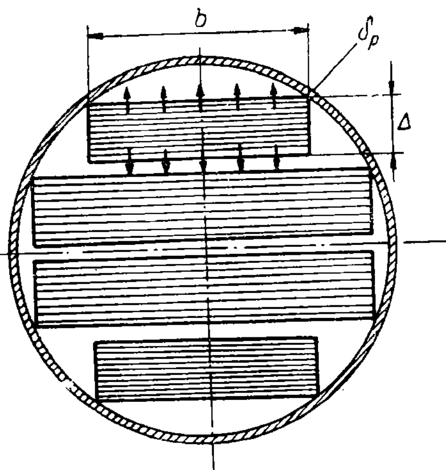


Fig. 3.11. Secțiune transversală printr-un miez prevăzut cu canale de răcire.

curbele încălzirilor în funcție de coordonata x măsurată de la baza cuvei.

b. **Calculul încălzirii.** Încălzirea $\vartheta_{Fe,\,m}$ față de mediul de răcire a unui pachet de tole de grosime Δ și lățime b (v. fig. 3.11) este dată de încălzirea medie $\vartheta_{m,\,med}$ față de pereți și încălzirea peretelui ϑ_p față de mediul de răcire :

$$\vartheta_{Fe,\,m} = \vartheta_{m,\,med} + \vartheta_p . \qquad (67)$$

Neglijînd schimbul de căldură al pachetului în zonele de îmbinare, pierderile dezvoltate în pachet sub formă de căldură se transmit prin convecție prin suprafața laterală a pachetului de tole; prin urmare, pe unitatea de lungime a pachetului se poate scrie relația :

$$p_v \gamma_{Fe} \Delta b k_m = 2k_{Fe} \cdot \Delta \alpha_c \vartheta_{Fem} + 2b \alpha_c \vartheta_p . \qquad (68)$$

Pe de altă parte, se scrie relația [v. relația (221), cap. 1] :

$$\vartheta_{m,\,med} = \frac{\alpha_c \Delta}{12 \lambda_t} \vartheta_p ; \qquad (69)$$

sistemul de ecuații (67) (68), și (69) conține necunoscutele $\vartheta_{Fe,\,m}$, $\vartheta_{m,med}$ și ϑ_p. Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție α_c în cazul transformatoarelor în ulei rezultă din relația :

$$\alpha_c \approx 40{,}3 \sqrt[4]{\frac{\vartheta_p}{H}} \qquad (70)$$

cu H în m și ϑ în °C și are valoarea medie $\alpha_c = 80\text{W/m}^2\,°\text{C}$; conductivitatea termică transversală λ_t a pachetului de tole este indicată în tabela 1.8. Valoarea uzuală a încălzirii medii a pachetului de tole față de pereții săi este $\vartheta_{m,\,med} = 8°\text{C}$.

Încălzirea bobinelor înfăşurărilor cilindrice faţă de mediul de răcire este :

$$\vartheta_{i,m} = \vartheta_{i,med} + \vartheta_B, \tag{71}$$

$\vartheta_{i,med}$ fiind încălzirea medie a bobinei faţă de pereţi, iar ϑ_B încălzirea suprafeţei bobinei faţă de mediul de răcire :

$$\vartheta_{i,med} = \frac{p_v a}{12\lambda}, \tag{72}$$

în care :

a este grosimea bobinei;

$p_v = k_b k_r \rho J^2$ sînt pierderile specifice în unitatea de volum a bobinei (k_b este factorul de umplere al bobinei).

Conductivitatea λ este dată de relaţiile (222) şi (223) cap.1.

Încălzirea ϑ_B se determină după relaţiile (202) şi (206) cap. 1, observînd că transmisia căldurii de la bobină la mediul de răcire se face prin conducţie şi convecţie.

Dacă ϑ_c este încălzirea cuvei faţă de mediul ambiant, atunci încălzirea medie a miezului este :

$$\vartheta_{Fe} = \vartheta_{Fe,m} + \vartheta_c, \tag{73}$$

iar încălzirea medie a înfăşurării este :

$$\vartheta_i = \vartheta_{im} + \vartheta_c. \tag{74}$$

La transformatoarele cu răcire naturală încălzirea ϑ_c se ia egală cu 35—42°C, astfel încît încălzirea uleiului, a miezului, respectiv a înfăşurărilor să nu depăşească valoarea limită admisibilă; în funcţie de ϑ_c se dimensionează dispozitivele de răcire.

c. **Dimensionarea cuvei la transformatoarele cu răcire naturală.** Cuva transformatoarelor cu răcire naturală este prevăzută pe suprafaţa laterală cu ondule, ţevi de secţiune circulară (avînd diametrul de 5 cm) sau în formă de elipsă (obţinute prin turtirea ţevilor circulare în vederea micşorării volumului şi a reducerii cantităţii de ulei). La transformatoarele de puteri mai mari se prevăd lire din ţevi sau radiatoare cu ţevi sau aripi de răcire (v. fig. 3.12).

Cuva se execută din tablă de oţel şi trebuie dimensionată pentru a susţine dispozitivele de răcire, ţevile sau radiatoarele. La o înălţime a cuvei de 1 m, rezultă o grosime de 3 mm pentru cuva prevăzută cu dispozitive de răcire. Cuvele mai înalte se consolidează suplimentar în exterior pentru a se reduce grosimea peretelui.

Cuvele realizate din tablă ondulată sînt mai rezistente şi se execută mai simplu decît cele cu ţevi sau lire de răcire. Grosimea peretelui cuvei cu ondule dreptunghiulare rezultă din relaţia :

$$d = \frac{H_c^3}{0{,}045\, h_0 \left(1 + \dfrac{2h_0}{3t_0}\right)} \text{ mm} \tag{75}$$

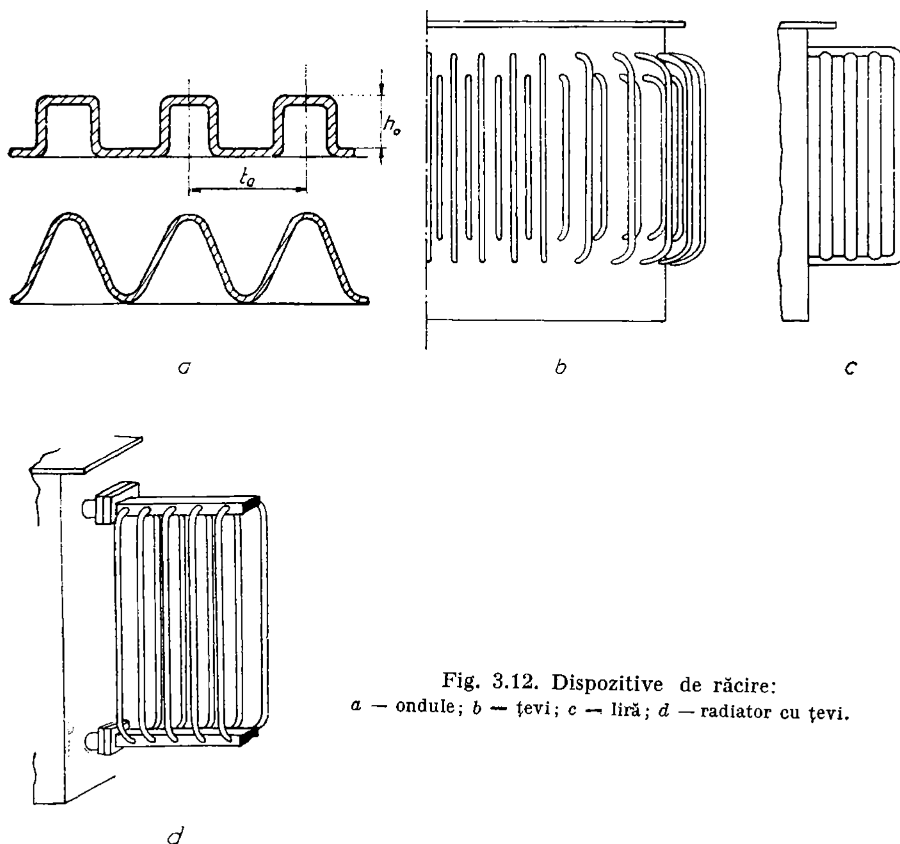


Fig. 3.12. Dispozitive de răcire:
a — ondule; b — ţevi; c — liră; d — radiator cu ţevi.

cu H_c în m, iar h_0 şi t_0 (v. fig. 3.12,*a*) în mm; la cuva cu ondule rotunjite, grosimea se ia de 2 ori mai mare decît cea dată de relaţia (75).

Lungimea şi lărgimea cuvei se dimensionează în funcţie de dimensiunile miezului echipat cu înfăşurări şi în funcţie de nivelul izolaţiei înfăşurărilor.

Lungimea A a cuvei (v. fig. 3.10,*a*) este dată de relaţia:

$$A = D_e + 2(F + D) + 2s_1, \tag{76}$$

iar lărgimea B de relaţia:

$$B = D_e + d_c + s_1 + s_2 + s_3; \tag{77}$$

distanţele de izolare s_1 (de la înfăşurare de partea unde nu se scot legăturile) şi $s_2 + s_3$ (de partea unde se scot legăturile), au aproximativ valorile prezentate în tabela 3.10, în funcţie de tensiunea la bornele înfăşurării exterioare.

Tabela 3.10

Distanțele de la înfășurare la cuvă

U_b kV	6	10	35	110
s_1 cm	3	3	8...10	20...25
$s_2 + s_3$ cm	3...5	4...6	12...16	30...40

Înălțimea H_c a cuvei este determinată de înălțimea miezului, de dimensiunile izolatoarelor de trecere și de condițiile de răcire ale transformatoarelor și rezultă din relația:

$$H_c = H_m + H' + h. \tag{78}$$

La transformatoarele care funcționează la sarcini reduse (încît pierderile sînt numai 0,6...0,8 din pierderile nominale), distanța H' de la jugul superior la capacul cuvei este dată în tabela 3.11, în funcție de tensiunea la borne pe partea de înaltă tensiune.

Tabela 3.11

Distanța H' de la jugul superior la capacul cuvei (v. fig. 3.10,a)

U_b kV	6	10	35	110
H' cm	27	30	47	50

În cazul în care transformatorul este destinat să funcționeze în regim de durată la sarcină nominală, distanța H' se majorează de la 1,5 la 2 ori.

Distanța h de la baza cuvei la jugul inferior se alege de 5...10 [cm] pentru a evita scurtcircuitarea tolelor în partea de jos, datorită impurităților care se depun pe fundul cuvei.

Dispozitivele de răcire (ondulele, țevile, radiatoarele) se dimensionează din condiția de a se asigura suprafața de convecție necesară. Încălzirea ϑ_c a peretelui cuvei fiind precizată (v. paragraful precedent) din relația următoare

$$\alpha_r S_r + \alpha_c S_c = \frac{P_{sc} + P_0}{\vartheta_c} \tag{79}$$

rezultă suprafața de convecție S_c a cuvei și a dispozitivelor de răcire (suprafața de convecție este suprafața desfășurată a cuvei, a ondulelor, respectiv a țevilor). S_r este suprafața de radiație egală aproximativ cu suprafața înfășurătoare a părții laterale a transformatorului (v. fig. 3.10,*a*); $\alpha_r = 6$ W/m² °C, iar $\alpha_c = 7...8$ W/m²°C.

Prin urmare, suprafaţa suplimentară a dispozitivelor de răcire (ondule sau ţevi) este:

$$S_{o,t} = S_c - (2A + 2B)\,H_c; \qquad (80)$$

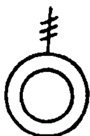
pe baza acesteia se determină dimensiunile dispozitivelor de răcire.

Conservatorul de ulei are rolul de a menţine nivelul uleiului în transformator pînă la înălţimea capacului, respectiv pînă la înălţimea izolatoarelor (la izolatoarele cu ulei) şi de a reduce suprafaţa de contact dintre ulei şi aer; temperatura uleiului din conservator este mai scăzută decît în cuvă şi se reduce astfel procesul de oxidare şi de degradare a uleiului. Conservatorul de ulei este racordat la cuvă printr-o conductă. Volumul conservatorului de ulei se determină din condiţia ca nivelul minim să fie menţinut, la o variaţie a temperaturii mediului ambiant între limitele —35°C şi + 35°C; astfel, volumul conservatorului V se determină din relaţia:

$$V_c = 0{,}09\,V_u \qquad (81)$$

în care V_u este volumul uleiului din transformator.

Bornele transformatorului se scot prin izolatoare de trecere realizate din porţelan. STAS-ul 3531-52 standardizează marcarea şi locul bornelor, iar STAS-ul 689-61 se referă la tipurile şi dimensiunile izolatoarelor de trecere.



4. PROIECTAREA MAŞINII ASINCRONE DE INDUCŢIE

Tema de proiectare a unui motor asincron cuprinde următoarele date nominale :

— puterea nominală P_n, în kW;

— tensiunea de alimentare U_{bn}, în kV sau în V;

— turaţia sincronă n_1, în rot/min, sau numărul de poli $2p$ şi frecvenţa f_1 Hz a tensiunii de alimentare;

— numărul de faze m.

De asemenea, se indică tipul de protecţie şi procedeul de pornire, respectiv se menţionează dacă motorul asincron este cu inele sau cu colivie în rotor.

În standardele pentru motoarele asincrone trifazate normale de la 0,6 pînă la 100 kW şi pînă la 500 V (v. STAS 1764-63 şi anexa 6) sînt cuprinse următoarele caracteristici : puterea nominală în kW, randamentul, factorul de putere, turaţia de sincronism în rot/min, cuplul de pornire, cuplul maxim şi curentul relativ de pornire; dimensiunile de montaj ale acestora sînt prevăzute în STAS 2755-62.

Pe baza datelor nominale, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricaţie a întreprinderii, se cere să se elaboreze proiectul motorului asincron în care să fie tratate problemele specificate în 1.1.

În acest capitol se tratează proiectarea motorului asincron trifazat cu inele sau colivie în rotor.

4.1. CONSTRUCŢIA MAŞINII ASINCRONE DE INDUCŢIE

Maşina asincronă polifazată este destinată să funcţioneze îndeosebi în regim de motor şi se construieşte pentru puteri de la fracţiuni de kilowatt pînă la puteri de ordinul miilor de kilowaţi. La motorul trifazat, înfăşurarea statorului este trifazată şi se conectează în general la reţeaua de alimentare [5], [9], [22].

Terminologia ansamblurilor şi a pieselor componente ale maşinilor electrice este nominalizată în STAS 4296-54. După construcţia înfăşurării rotorului se deosebesc :

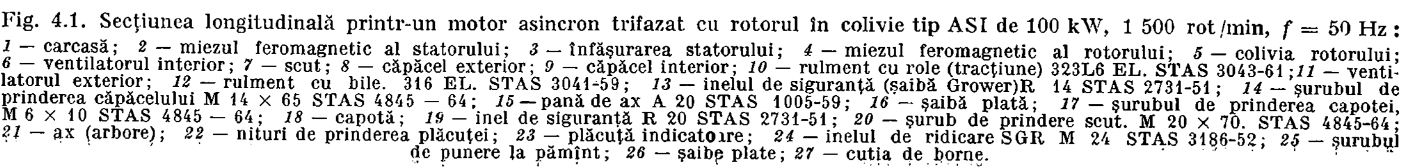


Fig. 4.1. Secţiunea longitudinală printr-un motor asincron trifazat cu rotorul în colivie tip ASI de 100 kW, 1 500 rot/min, $f = 50$ Hz:

1 — carcasă; *2* — miezul feromagnetic al statorului; *3* — înfăşurarea statorului; *4* — miezul feromagnetic al rotorului; *5* — colivia rotorului; *6* — ventilatorul interior; *7* — scut; *8* — căpăcel exterior; *9* — căpăcel interior; *10* — rulment cu role (tracţiune) 323L6 EL. STAS 3043-61; *11* — ventilatorul exterior; *12* — rulment cu bile. 316 EL. STAS 3041-59; *13* — inelul de siguranţă (şaibă Grower)R 14 STAS 2731-51; *14* — şurubul de prinderea căpăcelului M 14 × 65 STAS 4845 — 64; *15* — pană de ax A 20 STAS 1005-59; *16* — şaibă plată; *17* — şurubul de prinderea capotei, M 6 × 10 STAS 4845 — 64; *18* — capotă; *19* — inel de siguranţă R 20 STAS 2731-51; *20* — şurub de prindere scut. M 20 × 70. STAS 4845-64; *21* — ax (arbore); *22* — nituri de prinderea plăcuţei; *23* — plăcuţă indicatoare; *24* — inelul de ridicare SGR M 24 STAS 3186-52; *25* — şurubul de punere la pămînt; *26* — şaibe plate; *27* — cutia de borne.

motorul asincron cu colivie în rotor (fig. 4.1) şi motorul asincron cu rotorul bobinat şi inele de contact în rotor.

Statorul. Miezul feromagnetic al statorului se execută din tole silicioase (cu 1...3% Si) de 0,5 mm grosime şi izolate între ele. La maşinile cu diametru mic, tolele statorului sînt ştanţate dintr-o bucată (v. fig. 4.2); la maşinile cu diametru mare, miezul statorului se execută din segmente de tole. În miezul statorului se prevăd canale radiale de răcire; lungimea pachetului de tole dintre canale este de aproximativ 4...6 cm, iar canalele au o lărgime de 1 cm.

Înfăşurarea statorului este repartizată în crestături cu pereţi paraleli la maşinile de puteri mijlocii şi mari, sau în crestături de formă trapezoidală (dinţii avînd pereţii paraleli) la maşinile de puteri mici.

Miezul feromagnetic este dispus într-o carcasă turnată din oţel sau aluminiu, sau este sudată din tablă de oţel. Carcasa este prevăzută cu inel de ridicare, tălpi de fixare, cutie de borne şi plăcuţa indicatoare (conform STAS 3528-63).

Rotorul. Miezul feromagnetic al rotorului este executat din tole silicioase de aceeaşi calitate şi grosime cu cele utilizate în construcţia statorului. Tolele sînt asamblate direct pe ax, la maşinile de puteri mici, sau pe un butuc, la maşinile de puteri mari. Miezul feromagnetic al rotorului

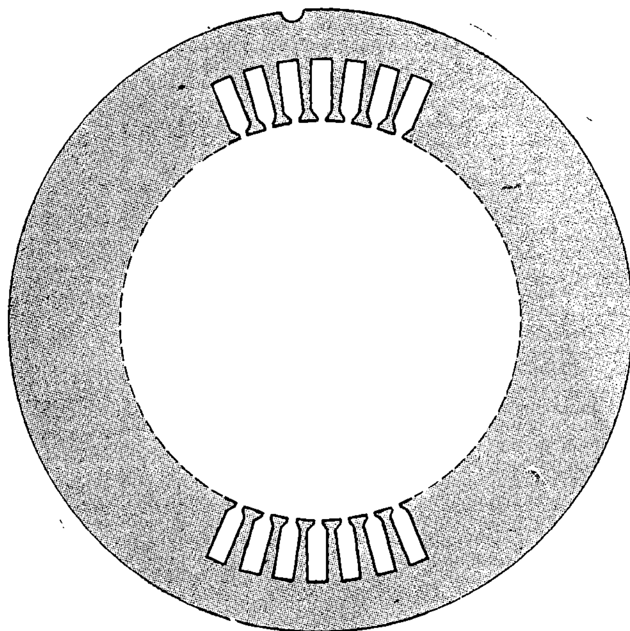
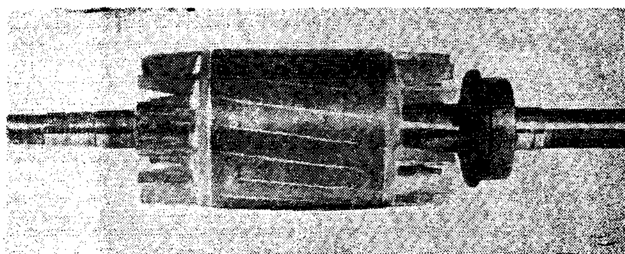
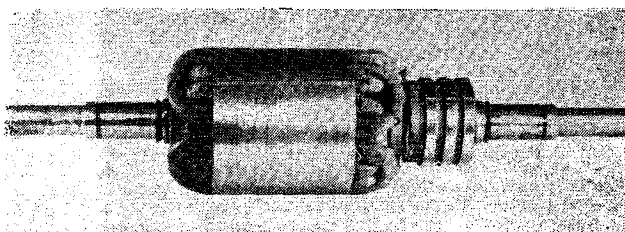


Fig. 4.2. Tola statorului.



a



b

Fig. 4.3. Rotorul motorului asincron.
a — cu colivie în rotor; *b* — cu inele în rotor.

prezintă canale axiale; la o lungime a rotorului mai mare de 20—25 cm; în rotor se prevăd şi canale radiale de ventilaţie.

Înfăşurările rotorului se construiesc ca înfăşurări în scurtcircuit (înfăşurări în colivie, înfăşurări în dublă colivie, înfăşurări cu bare înalte) şi înfăşurări bobinate.

Înfăşurarea în colivie este executată din aluminiu turnat direct în crestături; la maşinile de puteri mai mari, colivia se realizează din bare de cupru introduse în crestăturile neizolate ale rotorului şi scurtcircuitate frontal de inele din cupru (fig. 4.3, *a*).

La motorul asincron cu inele în rotor, înfăşurarea rotorului este bobinată, crestăturile rotorului sînt izolate, iar capetele înfăşurării sînt conectate la inelele de contact; în general, înfăşurarea rotorului este trifazată şi se conectează la 3 inele (fig. 4.3, *b*).

4.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Dimensiunile principale ale motorului asincron — diametrul D şi lungimea ideală l_i se calculează în funcţie de puterea electromagnetică nominală aparentă, pe pol, care, la rîndul ei, este funcţie de puterea nominală pe pol.

a. **Puterea electromagnetică aparentă S_i, tensiunea electromotoare U_{e1} şi numărul de poli $2p$.** *Puterea electromagnetică aparentă* S_i a maşinii asincrone are expresia:

$$S_i = m\ U_{e1}\ I_{1n}, \tag{1}$$

în care m este numărul de faze, iar I_{1n} — curentul de fază; în funcţie de puterea maşinii P_n, puterea electromagnetică aparentă se exprimă astfel:

$$S_i = \frac{U_{e1}}{U_{bn}} \frac{P_n}{\eta_n \cos\varphi_n} \tag{2}$$

Randamentul η_n şi factorul de putere $\cos\varphi_n$ corespunzători regimului nominal sînt reprezentaţi în figura 4.4, în funcţie de puterea maşinii.

Tensiunea electromotoare U_{e1} indusă pe fază în înfăşurarea primară de fundamentala cîmpului magnetic din întrefier se determină aproximativ din diagrama tensiunilor:

$$U_{e1} \approx U_{bn} - (R_1 \,|\cos\varphi_n| + X_{1\sigma}|\sin\varphi_n|)\, I_{1n}, \tag{3}$$

în care R_1 şi $X_{1\sigma}$ sînt rezistenţa şi reactanţa de scăpări a înfăşurării primare. La motoarele de putere mijlocie se poate considera:

$$U_{e1} \approx 0{,}95\ U_{bn}. \tag{4}$$

La maşinile de puteri mai mari, căderea de tensiune activă în înfăşurarea statorului se poate neglija, iar din relaţia (3) rezultă:

$$U_{e1} = U_{bn} - X_{1\sigma}\, I_{1n} \sin\varphi_n,$$

sau

$$U_{e1} = \frac{U_{bn}}{1 + \tau_1}, \tag{5}$$

în care τ_1 — coeficientul parţial de scăpări — are expresia:

$$\tau_1 = \frac{X_{1\sigma}\, I_\mu}{U_b - X_{1\sigma}\, I_\mu} \approx \frac{X_{1\sigma}\, I_n \sin\varphi_n}{U_b - X_{1\sigma}\, I_n \sin\varphi_n}, \tag{6}$$

Valoarea factorului $\frac{1}{1+\tau_1}$ la maşinile normale este egală cu 0,98 la $p = 2$ şi 0,95 la $p = 8$.

Numărul de perechi de poli ai maşinii este determinat de frecvenţa tensiunii de alimentare f_1 Hz şi de turaţia sincronă n_1 rot/min

$$p = \frac{60\, f_1}{n_1} \tag{7}$$

b. **Diametrul D şi lungimea ideală l_i.** O relaţie între diametrul D (de partea întrefierului) al armăturii care poartă înfăşurarea primară şi lungimea ideală l_i a maşinii rezultă din puterea electromagnetică aparentă; se exprimă

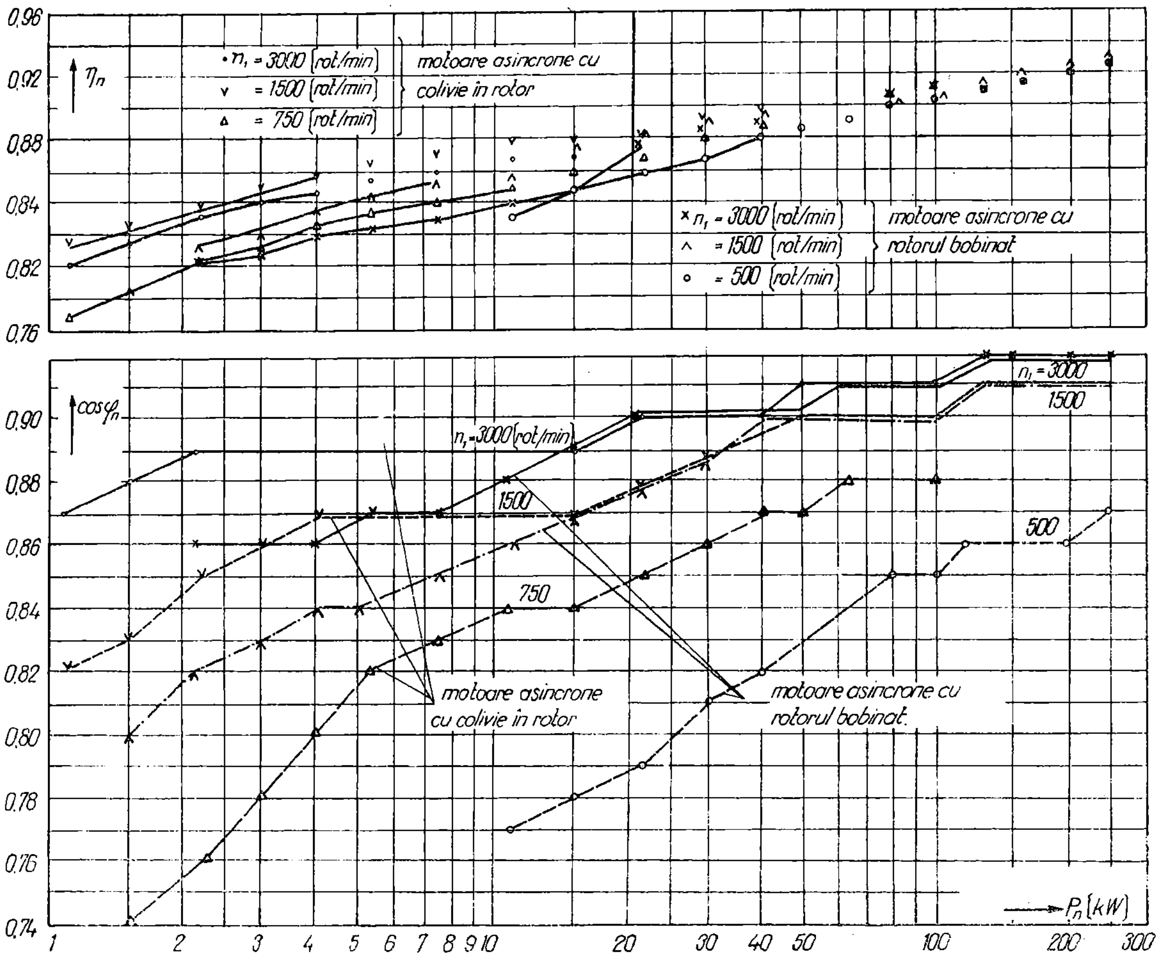


Fig. 4.4 Randamentul şi factorul de putere nominali în funcţie de puterea nominală pentru diferite turaţii sincrone.

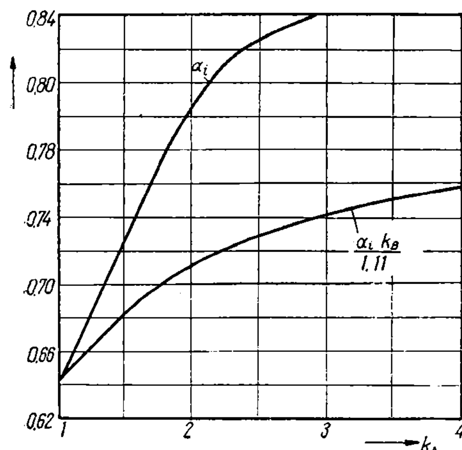


Fig. 4.5. Acoperirea polară ideală α_i şi factorul $\alpha_i \frac{k_B}{1,11}$ în funcţie de factorul de saturaţie k_s.

în acest scop U_{e1} şi I_{1n} din relaţia (1), în funcţie de solicitări şi dimensiuni. Astfel, pentru t.em. U_{e1} se poate scrie :

$$U_{e1} = \pi \sqrt{2} f w_1 k_{w1} l_i \tau \alpha_i B_{\delta_1} \frac{k_B}{1,11} \tag{8}$$

în care :

k_{w1} este factorul de înfăşurare;
α_i — acoperirea polară ideală;
k_B — factorul de formă al cîmpului;
w_1 — numărul de spire;
τ — pasul polar.

α_i are valoare $\frac{2}{\pi}$ la maşinile cu cîmpul magnetic în întrefier repartizat sinusoidal şi creşte cu factorul de saturaţie k_s (definit în 1.3.1.c). Factorul de formă al cîmpului descreşte cu saturaţia maşinii. În figura 4.5 sînt reprezentate curbele α_i şi $\frac{\alpha_i k_B}{1,11}$ în funcţie de factorul de saturaţie.

Intensitatea curentului se exprimă în funcţie de pătura de curent.

$$I_{1n} = \frac{\pi D A}{2 m w_1}. \tag{9}$$

Înlocuind pe I_{1n} şi U_{e1} în relaţia (1) rezultă cu $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ şi $f = p n_1$,

$$S_i = \frac{\pi^3 \sqrt{2}}{4} n_1 D^2 l_i k_{w1} \frac{\alpha_i k_B}{1,11} A B_{\delta 1}; \tag{10}$$

din această relație rezultă că volumul spațiului din interiorul statorului mașinii asincrone $\frac{\pi D^2 l_i}{4}$ este direct proporțional cu puterea electromagnetică a mașinii.

Raportul :

$$\sigma = \frac{S_i}{\pi^2 D^2 l_i n_1} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \frac{k_{w1} \alpha_i k_B}{1{,}11} A B_{\delta 1} \qquad (11)$$

este denumit efort tangențial mediu aparent și depinde numai de solicitările electrice și magnetice ale mașinii, de gradul de saturație și de schema înfășurării. Efortul tangențial mediu aparent reprezintă o caracteristică a mașinilor asincrone și are valoarea cuprinsă între 50 și 300 N/dm^2; la fel ca la mașina de curent continuu se definește constanta de utilizare a mașinii asincrone, în funcție fie de puterea electromagnetică, fie de puterea nominală a mașinii. De exemplu, constanta de utilizare exprimată în funcție de puterea nominală a mașinii are expresia :

$$C = \frac{P_n}{D^2 l_i n_1}; \qquad (12,\ a)$$

sau, ținînd seama de relațiile (2), (9) și (10), rezultă :

$$C = \frac{S_i \eta \cos\varphi_n}{D^2 l_i n_1} \frac{U_{bn}}{U_{e_1}} = \pi^2 \sigma \eta_n \cos\varphi_n \frac{U_{bn}}{U_{e_1}}. \qquad (12,\ b)$$

În figura 4.6 este reprezentată constanta de utilizare C J/dm^3 a mașinii, în funcție de puterea nominală pe pol $\frac{P_n}{2p}$ pentru diferite numere de perechi de poli.

Din relațiile echivalente (11) sau (12, a), cu σ, C sau solicitările A și B_{δ_1} date, se determină produsul $D^2 l_i$; pentru determinarea diametrului D și a lungimii ideale l_i mai este necesară încă o relație, care se stabilește la mașina asincronă din condiția ca prețul de cost al mașinii să fie minim. Pentru aceasta, factorul de geometrie

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} \qquad (13)$$

are valori determinate în funcție de numărul de poli ai mașinii.

Introducînd pe $l_i = \lambda\tau$ în relațiile (11), respectiv (12,a) se obține o relație pentru calculul diametrului D; astfel, de exemplu, din (12,a) rezultă :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2pP_n}{\pi\lambda n_1 C}}. \qquad (14)$$

După ce se determină D, se calculează pasul polar, iar apoi din relația (13) lungimea ideală l_i.

c. **Valoarea raportului** $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$. Factorul de geometrie λ are valori uzuale cuprinse între 0,6 și 2.

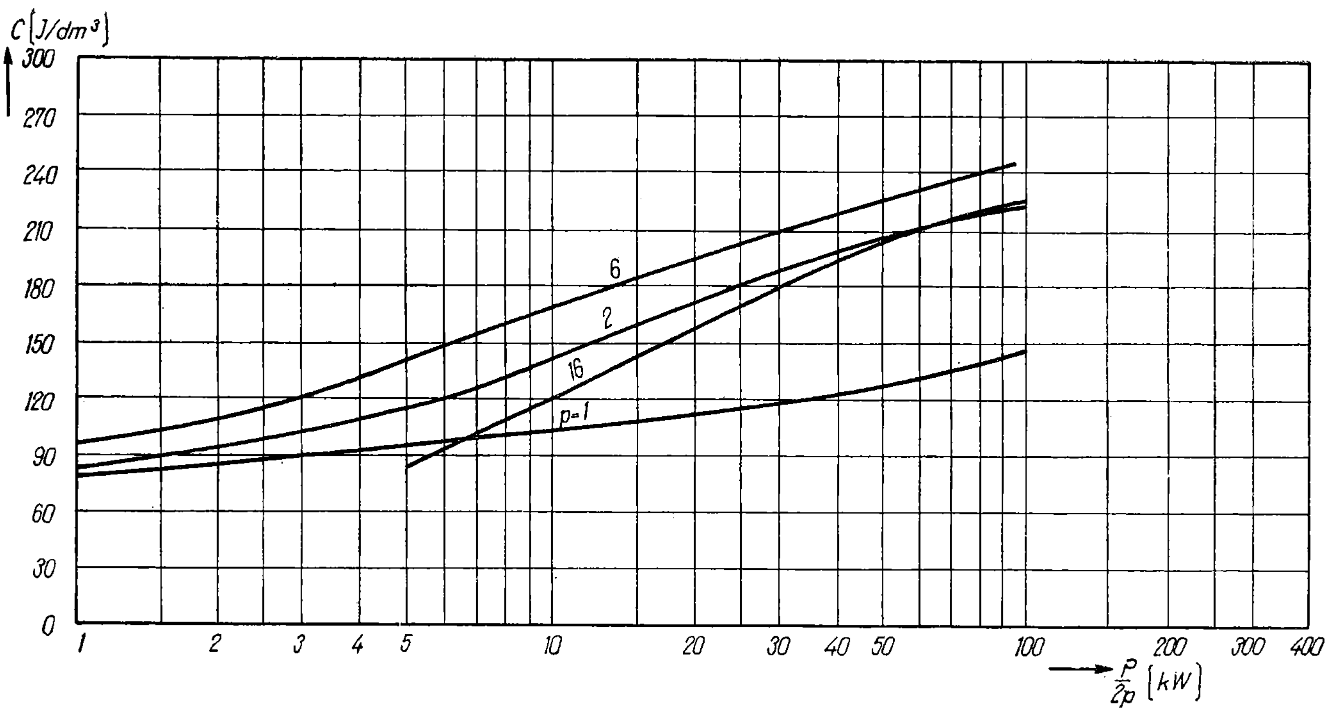


Fig. 4.6. Constanta de utilizare în funcție de puterea pe pol pentru $p = 1, 2, 6$ și 16.

Maşinile construite cu un factor de geometrie λ mare sînt mai ieftine şi au o formă alungită; factorul de putere şi randamentul scad cu creşterea lui λ.

Într-adevăr, la putere electromagnetică dată, volumul $D^2 l_i$, respectiv $V_i = \tau^2 l_i$ este determinat; reactanţa utilă a maşinii de care depinde puterea reactivă şi factorul de putere al maşinii (presupunînd cîmpul magnetic din întrefier repartizat sinusoidal) are expresia

$$X_{u_1} = \frac{4}{\pi}\frac{2}{\pi}\frac{2\pi f}{2\delta''}\frac{m}{2p}\mu_0(k_{w_1} w_1)^2 \tau l_i \equiv 16 \frac{f}{\delta'' p} m \mu_0 \frac{U_{e1}^2}{8(\tau^2 l_i)\pi^3 f^2 B_{\delta_1}^2} \sqrt[3]{\frac{V_i}{\lambda}}, \qquad (15)$$

în care δ'' este întrefierul aparent prin care se ţine seama şi de tensiunea magnetică din miezul feromagnetic. Din relaţia (15), rezultă că reactanţa utilă este invers proporţională cu rădăcina cubică a raportului λ, ceilalţi factori fiind aproximativ constanţi; prin urmare, curentul de magnetizare, respectiv puterea reactivă a maşinii sînt direct proporţionale cu $\sqrt[3]{\lambda}$ şi cresc odată cu acesta.

Volumul conductorului înfăşurării diametrale are expresia:

$$V_c \approx 2(l_i + l_f) w_1 s_c, \qquad (16)$$

în care $l_f \approx \tau$ reprezintă aproximativ lungimea frontală a capătului de bobină; cu l_i din relaţia (12) şi w_1 din relaţia (8) (cu aceleaşi ipoteze ca mai sus) se poate scrie:

$$V_c = 2\left[\frac{V_i}{\tau^2} + \tau\right] s_c \frac{U_{e1}\tau}{\frac{2\pi}{\sqrt{2}}\frac{2}{\pi} k_{w1} B_\delta V_i} \qquad (17)$$

în care:

s_c este secţiunea conductorului;

$V_i = \tau^2 l_i =$ constant la o maşină de putere dată.

Volumul conductorului este minim pentru:

$$\tau_{optim} = \sqrt[3]{\frac{V_i}{2}}, \qquad (18)$$

determinat din condiţia $\frac{\partial V_c}{\partial \tau} = 0$, celelalte mărimi fiind constante; din această relaţie rezultă că factorul de geometrie optim (în cazul exemplului de mai sus cînd $l_f = \tau$), pentru care volumul conductorului este minim, are valoarea $\lambda_{optim} = 2$.

Factorul de geometrie λ se ia:

— la maşinile bipolare $0{,}6 \leqslant \lambda \leqslant 1$;

— la maşinile avînd $p \geqslant 2$, $\lambda \approx \sqrt{p}$. (19)

* * *

După ce s-a calculat D, l_i, τ, se precizează numărul de canale radiale de răcire din stator şi din rotor şi se determină lungimea geometrică a miezului feromagnetic al maşinii după relaţia (14), cap. 1 în care $l_g \equiv l_p$; pentru calculul lărgimii întrefierului sînt date indicaţii în 4.4

4.3. SOLICITĂRILE MAGNETICE ŞI ELECTRICE ÎN MAŞINA ASINCRONĂ

În maşina asincronă solicitările magnetice şi electrice : inducţia magnetică în întrefier şi în dinţi, pătura de curent şi densităţile de curent în înfăşurări sînt determinate de caracteristicile de funcţionare, de pierderi, de randament şi de preţul de cost minim al maşinii; inducţia magnetică în întrefier şi pătura de curent determină efortul tangenţial mediu [relaţia (11)] şi constanta de utilizare [v. relaţia (12)].

Inducţia magnetică în întrefier are valori mai reduse la motoarele asincrone, în comparaţie cu alte maşini electrice, pentru a rezulta curentul de magnetizare în limite acceptabile şi a se obţine valori admisibile ale inducţiei magnetice în dinţi. Valori mari ale inducţiei magnetice în dinţi produc pierderi ridicate în miezul feromagnetic şi necesită tensiuni magnetice mari în dinţi şi, prin urmare, valori mari pentru curentul de magnetizare. La motoarele asincrone de puteri mijlocii şi mari, solicitate puternic, inducţia magnetică în întrefier este cuprinsă între limitele :

$$0{,}7 \leqslant B_{\delta 1} \leqslant 0{,}9 \text{ T}; \qquad (20)$$

valorile mai mici corespund maşinilor avînd un număr mic de perechi de poli.

Inducţia magnetică în miezul feromagnetic, în ipoteza că statorul poartă înfăşurarea primară, are următoarele valori aparente :

— în dinţii statorului : $\begin{cases} \text{la mijlocul dintelui} & B_0 = 1{,}4...1{,}7 \text{ T}; \\ \text{la capătul dintelui} & B_M = 1{,}6...2{,}1 \text{ T}; \end{cases}$

— în dinţii rotorului: $\begin{cases} \text{la mijlocul dintelui} & B_0 = 1{,}5...1{,}8 \text{ T}; \\ \text{la baza dintelui} & B_M = 1{,}7...2{,}2 \text{ T}; \end{cases}$

— în jugul statorului: $B_j = 1{,}2...1{,}5$ T;
— în jugul rotorului: $B_{ji} = 1{,}2...1{,}6$ T. (21)

În zonele jugurilor avînd secţiunea micşorată, datorită fie canalelor axiale de răcire, fie crestăturilor necesare pentru fixarea miezului pe carcasă sau ax, valoarea maximă a inducţiei poate fi pînă la 1,8 T, dacă aceste solicitări se produc pe lungimi scurte.

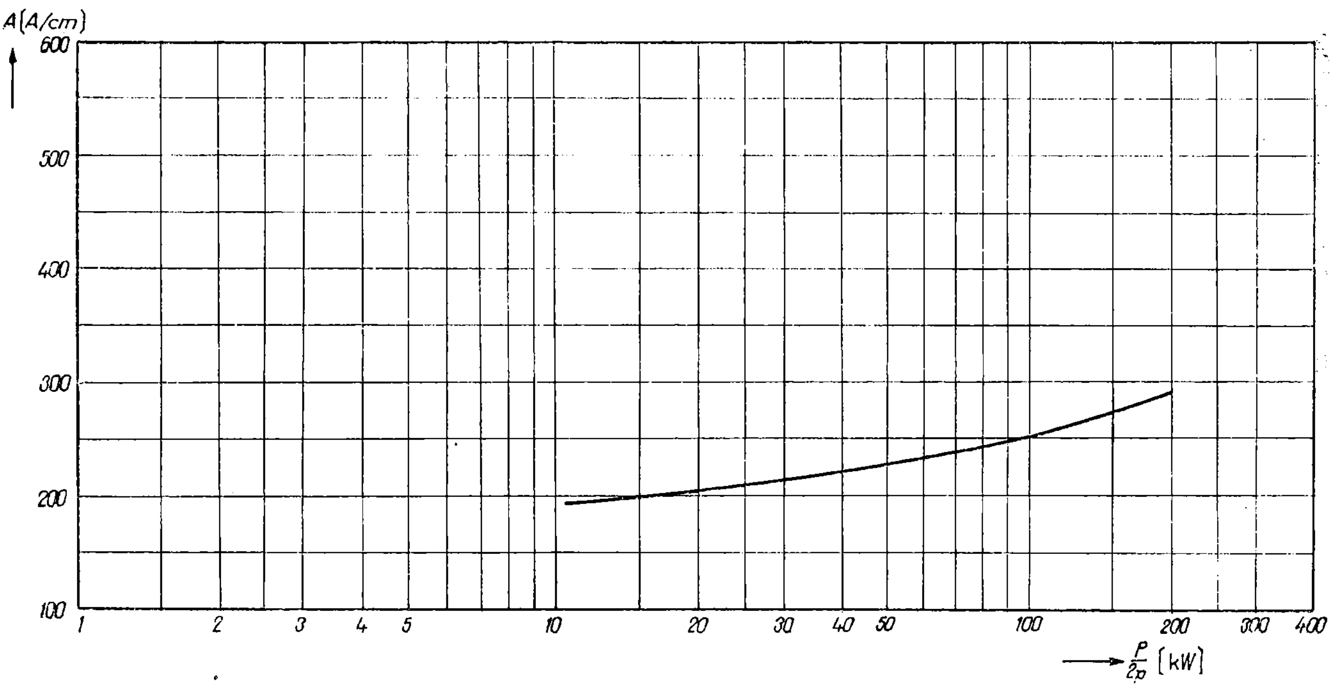


Fig. 4,7. Curba păturii de curent în funcție de puterea pe pol,

Pătura de curent în zona dinspre întrefier a statorului are valori cuprinse în intervalul

$$150 \leqslant A \leqslant 500 \ A/\text{cm}; \tag{22}$$

valorile mai mari ale păturii de curent corespund maşinilor lente de puteri mari. În figura 4.7 s-a reprezentat grafic curba păturii de curent A în funcţie de puterea nominală pe pol, la maşini închise.

Densitatea de curent la maşinile ale căror înfăşurări sînt executate din cupru, au următoarele valori : în înfăşurarea statorului

$$3 \leqslant J_s \leqslant 6 \ A/\text{mm}^2, \tag{23, a}$$

iar în rotor

$$4 \leqslant J_r \leqslant 7A/\text{mm}^2, \tag{23, b}$$

deoarece rotorul are condiţii mai bune de răcire. Valorile mai mari ale densităţilor de curent corespund maşinilor de puteri mici.

4.4. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI

La maşina asincronă, lărgimea întrefierului se construieşte cît mai mică posibil, pînă la limita la care poate fi realizat mecanic, pentru a rezulta curentul de magnetizare cît mai mic, iar factorul de putere cît mai mare. Lărgimea redusă a întrefierului atrage după sine o creştere a reactanţei de scăpări diferenţiale [relaţiile (76) şi (77), cap.1] şi o limitare a curentului de pornire.

Pentru funcţionarea satisfăcătoare a maşinii, este necesar ca pe măsură ce întrefierul devine mai mic, carcasa să fie mai rigidă, pentru a nu rezulta o construcţie mecanică cu frecvenţe proprii joase, dezavantajoasă la acţiunea forţelor de atracţie magnetică unilaterale; se recomandă ca raportul $\frac{\delta}{D} \geqslant 0{,}001$.

Lărgimi mai mici ale întrefierului pot fi obţinute la maşinile echipate cu lagăre de rulare.

În standardul de motoare trifazate asincrone de 1...100 kW (STAS 1764-56) era prevăzută la motoarele de 1 kW şi $n_1 = 3\,000$ rot/min o lărgime minimă a întrefierului de 0,35 mm ; la motoarele de 1 kW şi $n_1 = 1\,500$ rot/min, lărgimea minimă a întrefierului este de 0,25 mm. La motoarele de 100 kW şi $n_1 = 3\,000$ rot/min, $\delta = 1{,}25$ mm, iar la cele construite pentru $n_1 \leqslant 1\,500$ rot/min, $\delta = 0{,}75$ mm.

În funcţie de diametrul maşinii şi de numărul de poli, lărgimea întrefierului se calculează astfel:

$$\left.\begin{array}{l} \left.\begin{array}{l} \delta = 0{,}2 + \dfrac{D}{1\,000}\ \text{mm pentru}\ n_1 \leqslant 1\,500\ \text{rot/min} \\ \delta = 0{,}3 + \dfrac{D}{666}\ \text{mm pentru}\ n_1 = 3\,000\ \text{rot/min} \end{array}\right\}\ \text{şi}\ 1 \leqslant P_n \leqslant 30\ \text{kW} \\ \delta = \dfrac{D}{1\,200}\left(1 + \dfrac{9}{2p}\right)\text{mm pentru}\ n_1 \geqslant 375\ \text{rot/min} \quad \text{şi}\ P_n > 30\ \text{kW} \end{array}\right\}; \quad (24)$$

în relaţiile de mai sus valoarea diametrului D se exprimă în mm.

La maşinile destinate să funcţioneze în regimuri grele, lărgimea întrefierului determinată după aceste relaţii se măreşte cu aproximativ 60%, pentru a realiza maşina cu o capacitate de supraîncărcare mare.

4.5. CALCULUL ÎNFĂŞURĂRILOR

Calculul înfăşurărilor cuprinde: tipul şi schema înfăşurării, numărul de crestături şi numărul de conductoare pe crestătură, izolaţia crestăturii, materialul, secţiunea conductorului şi masa înfăşurării.

a. **Înfăşurarea şi crestăturile statorului.** Înfăşurarea statorului se execută fie în două etaje (într-un strat) în cazul crestăturilor semiînchise sau semideschise, fie în două straturi, îndeosebi în cazul crestăturilor deschise.

La maşinile mici se prevăd crestături semideschise sau semiînchise pentru reducerea curentului de magnetizare; la maşinile mijlocii şi mari crestăturile se construiesc deschise, pentru a simplifica procesul tehnologic al înfăşurării.

Numărul de crestături pe pol şi fază se alege în general mai mare decît 2, şi anume $q = 3$ sau 4; la maşinile cu număr mic de poli $q = 5...9$. La maşinile cu $q = 1$ sau 2, scăpările diferenţiale sînt mari (v. fig. 1.14,*a*), şi, în consecinţă, capacitatea de supraîncărcare a maşinii şi curentul de scurtcircuit sînt mici. Numărul de crestături

$$Z = 2mpq \quad (25)$$

se precizează şi în funcţie de pasul crestăturii:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z}; \quad (26)$$

pasul crestăturii t_1 este cuprins aproximativ între limitele $0{,}6 \leqslant t_1 \leqslant 4{,}5$ cm. La maşini construite pentru tensiuni ridicate, pasul crestăturii este de 2... 4,5 cm.

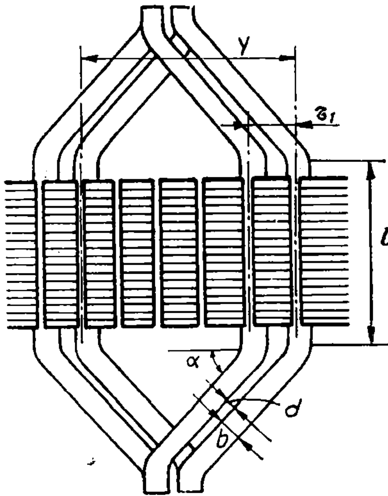


Fig. 4.8. Schiţa bobinei înfăşurărilor de curent alternativ.

Deschiderea Y a bobinei la înfăşurările în două straturi se dimensionează mai mică decît pasul polar, atît pentru a reduce armonicile din curba tensiunii magnetice, cît şi pentru a rezulta un volum minim de material conductor necesar executării înfăşurării. Pentru reducerea armonicilor 5 şi 7 scurtarea $\frac{\tau - Y}{\tau}$ a pasului înfăşurării trebuie să fie cuprinsă între $\frac{1}{5}\tau$ şi $\frac{1}{7}\tau$; în acest scop deschiderea bobinei rezultă :

$$Y \approx 0{,}82\,\tau. \qquad (27)$$

Expresia volumului conductorului înfăşurării este :

$$V_c = 2\ mw\ l_c s_c \qquad (28$$

în care lungimea conductorului se calculează aproximativ cu relaţia (v. fig. 4.8

$$l_c \approx l + \frac{Y}{\cos\alpha}, \qquad (29)$$

numărul de spire cu relaţia :

$$w = \frac{U_e}{4{,}44\,\frac{\alpha_i k_B}{1{,}11}\,k_{q1} k_{s1} \tau\, l_i\, B_{\delta 1}}, \qquad (30)$$

iar

$$k_{q1} = \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}} \quad \text{şi} \quad k_{s1} = \sin\frac{\pi}{2}\,\frac{Y}{\tau} \qquad (31,\ a,b)$$

sînt factorii de repartizare şi de scurtare corespunzători fundamentalei.

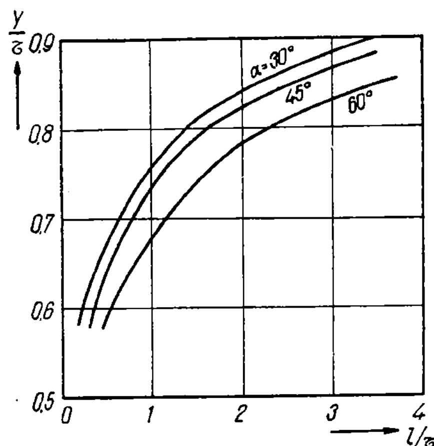


Fig. 4.9. Deschiderea relativă optimă a bobinei $\frac{Y}{\tau}(l/\tau)$.

Înlocuind pe l_c, w şi k_{s1} în relaţia (28), expresia de calcul pentru volumul conductorului devine:

$$V_c = 2ms_c \frac{U_e}{4{,}44 \frac{\alpha_i k_B}{1{,}11} k_{q1} \tau l_i B_{\delta 1} \sin \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}} \left(l + \frac{Y}{\cos \alpha} \right). \quad (32)$$

La maşina avînd dimensiunile principale τ şi l_i determinate (şi prin urmare şi lungimea axială l a conductorului), volumul conductorului este minim pentru

$$\frac{\partial V_c}{\partial Y} = 0; \quad (33)$$

din relaţia (31), rezultă, prin urmare,

$$\left(\frac{l}{\tau} + \frac{Y}{\tau} \frac{1}{\cos \alpha} \right) \frac{\pi}{2} \cos \alpha = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}. \quad (34)$$

În figura 4.9 s-a reprezentat grafic raportul Y/τ dintre deschiderea bobinei şi pasul polar care rezultă din relaţia precedentă, în funcţie de raportul $\frac{l}{\tau}$ pentru unghiul α de înclinare a capătului de bobină $\alpha = 30°$, $45°$ şi $60°$.

Unghiul α de înclinare a capătului de bobină se determină din relaţia

$$\cos \alpha = \frac{b + d}{t_1}, \quad (35)$$

în care:

b reprezintă grosimea laturii de bobină;
d — lărgimea intervalului dintre laturi,
$t_1 \equiv \tau_1$ — pasul crestăturii (v. fig. 4.8).

Numărul de spire pe fază se determină din relaţia (30), cu U_e calculat din relaţia (3) sau (4). Factorul $\frac{\alpha_i k_B}{1{,}11}$ rezultă din curba prezentată în figura 4.5, în funcţie de factorul de saturaţie; într-un prim calcul se acceptă o valoare pentru acest factor (de exemplu, 0,68—0,7), urmînd a fi verificată ulterior, după ce se calculează factorul de saturaţie.

Aria secţiunii conductorului se determină din valoarea curentului pe fază I şi densitatea de curent J (v. 4.3)

$$s_c = \frac{I}{J}\,; \tag{36}$$

dimensiunile conductorului se precizează în funcţie de dimensiunile standardizate (v. anexele 2).

La maşinile de puteri mici şi mijlocii, conductorul se realizează din cupru sau aluminiu şi se subdivide în $n_{ce} = 2, 3$ sau 4 conductoare elementare, astfel încît secţiunea sa să rezulte sub 4...6 mm², iar înfăşurarea să se poată executa cu conductor de secţiune circulară.

Numărul conductoarelor pe crestătură (v. şi [27]) rezultă din relaţia

$$n_c = \frac{2\,m w n_{ce}}{Z}\,. \tag{37}$$

Dimensiunile crestăturii se determină astfel încît pe de o parte inducţia în dinte să nu depăşească valorile limită admisibile indicate în 4.3, iar pe de altă parte să se poată executa înfăşurarea (în crestătură izolată să poată fi dispuse cele n_c conductoare).

În cazul înfăşurărilor executate cu conductor rotund, crestătura se execută de formă trapezoidală (fig. 4.10, *a*), pentru a utiliza cît mai bine maşina; la înfăşurările bobinate cu conductor de secţiune dreptunghiulară, crestătura din stator se execută de formă dreptunghiulară (fig. 4.10, *b*).

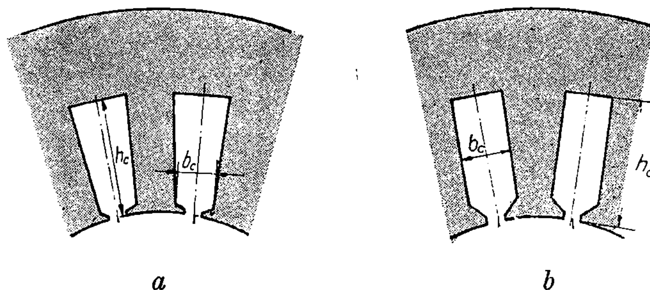


Fig. 4.10. Forme ale crestăturilor din stator.

Dinţii statorului în cazul crestăturilor cu pereţii paraleli sînt cel mai mult solicitaţi în zona dinspre întrefier; prin urmare, lărgimea crestăturii spre întrefier se determină din relaţia

$$b_c = t_1 - \frac{l_i B_\delta t_1}{l_{Fe} B'_{zmax}}, \tag{38}$$

în care:

l_{Fe} este lungimea axială netă a miezului feromagnetic;

B'_{zmax} — valoarea maximă admisibilă a inducţiei magnetice în dinte (v.4.3).

Adîncimea crestăturii este cuprinsă între limitele 1 cm $\leqslant h_c \leqslant$ 7 cm, în funcţie de puterea maşinii şi rezultă din numărul de conductoare suprapuse în crestătură.

Izolaţia crestăturii la maşinile de joasă tensiune izolate în clasa E constă din carton electrotehnic (preşpan) şi foliu clasă E; grosimea unilaterală totală a izolaţiei crestăturii este de 0,5...0,8 mm dacă bobinele se introduc radial şi de 1 mm dacă înfăşurarea se execută prin coasere. La maşinile de înaltă tensiune, respectiv la cele izolate în clasa B etc. se utilizează pentru izolaţia crestăturii micabandă, micafoliu, sticlomicafoliu, sticlomicanită, bandă de sticlă; grosimea unilaterală a izolaţiei crestăturii este funcţie de tensiunea maşinii. În anexa 4 sînt reproduse două scheme de izolaţie ale maşinilor de curent alternativ.

La crestăturile deschise, semideschise, sau semiînchise, bobinele sînt fixate în crestătură printr-o pană aşezată spre deschiderea crestăturii şi realizată din lemn tare (la maşinile de puteri mici şi mijlocii).

b. **Înfăşurarea rotorului bobinat.** La maşina asincronă cu rotorul bobinat, înfăşurarea rotorului se realizează trifazată.

Pentru evitarea cuplurilor parazite care pot produce blocarea rotorului la pornire, rotorul se construieşte cu un număr de crestături diferite de numărul de crestături din stator. În general, la maşinile avînd diametrul $D > 35$ cm, numărul de crestături din rotor este mai mic decît cel din stator. Înfăşurarea rotorului se construieşte într-un strat; la maşinile mari, înfăşurarea rotorului se execută din bare dispuse în două straturi.

Numărul de crestături pe pol şi fază în rotor se alege mic ($q_r = 2$ sau 3) pentru a reduce pierderile de pulsaţie în dinţii statorului [date de relaţia (112), cap.1].

Crestăturile rotorului sînt închise sau semiînchise, pentru a reduce pulsaţiile cîmpului magnetic din întrefier.

Înfăşurarea rotorului se construieşte fie într-un strat, fie în două straturi.

Tensiunea la inele se alege în funcţie de puterea motorului; valori prea mici ale tensiunii la inele conduc la un sistem de colectare a curentului prea voluminos, iar valori prea mari ale acestei tensiuni implică o utilizare slabă a rotorului, datorită izolaţiei înfăşurării. În tabela 4.1, sînt date valorile uzuale ale tensiunii la inele, în funcţie de puterea motorului.

Tabela 4.1

Tensiunile la inele la motoarele asincrone cu rotorul bobinat

P_n kW	$\leqslant 100$	100...200	200...500	500...2000	2000...10 000
U_2 V	60...120	100...500	200...1000	500...1500	1000 ... 2000

Curentul pe fază din rotor rezultă din puterea mecanică dezvoltată de maşină

$$I_2 = \frac{P_n + P_{f,v} + P_{ms}}{(1 - s_n)m_2 U_{e20}(1 - \varepsilon)\cos\psi_2}, \quad (39)$$

în care :

P_n este puterea nominală;
$P_{f,v}$ — pierderile prin frecare şi ventilaţie;
P_{ms} — pierderile suplimentare în rotor.

La calculul curentului se aproximează mai întîi $P_{f,v} + P_{ms} \approx 0{,}015\ P_n$ urmînd a fi verificate ulterior. Alunecarea nominală s_n se aproximează de asemenea în funcţie de puterea maşinii ($s_n = 0{,}01...0{,}06$) şi se verifică ulterior. T.e.m. U_{e20} indusă la alunecarea $s = 1$ în circuitul rotorului deschis reprezintă tensiunea la bornele rotorului $U_{e20} = U_2$. Factorul $1 - \varepsilon$ prin care se consideră căderea de tensiune în înfăşurarea rotorului de la funcţionarea în gol la funcţionarea în sarcină şi factorul $\cos\psi_2$ (în care ψ_2 este defazajul dintre t.e.m. indusă în rotor şi curentul din rotor) se iau astfel : $(1 - \varepsilon)\cos\psi_2 = 0{,}92...0{,}95$.

Numărul de spire pe fază al înfăşurării rotorului rezultă din relaţia :

$$w_2 = \frac{U_{e20}}{U_{e1}} \frac{w_1 k_{w1}}{k_{w2}}, \quad (40)$$

k_{w1} şi k_{w2} fiind factorii de înfăşurare din stator, respectiv din rotor.

Aria secţiunii conductorului se determină la fel ca pentru înfăşurarea statorului [relaţia (36)], după ce se precizează densitatea de curent din rotor. În general, secţiunea conductorului din rotor se alege de formă dreptunghiulară (deoarece s_c rezultă mai mare decît 4 mm^2).

Dimensiunile crestăturii se determină la fel ca în cazul înfăşurării statorului, în funcţie de inducţia aparentă maximă în dinte şi de numărul conductoarelor şi dimensiunile lor.

După dimensionarea înfăşurării rotorului se verifică alunecarea nominală

$$s_n = \frac{I_{2n} R_2}{U_{e20}}, \quad (41)$$

în care R_2 este rezistenţa înfăşurării pe fază.

c. Înfăşurarea în colivie. Numărul de crestături Z_2 din rotorul în scurtcircuit al motoarelor asincrone se determină în funcţie de numărul de crestături din stator Z_1, astfel încît să se evite apariţia unor cupluri parazite şi a unor forţe de trepidaţie periculoase pentru funcţionarea maşinii (datorită cuplurilor parazite şi forţelor de trepidaţie apar înşeuări în caracteristica mecanică, care pot atrage după sine agăţarea motorului la o turaţie sub cea nominală, vibraţii şi zgomote, lipirea rotorului la pornire etc.). Rezultate satisfăcătoare se obţin cînd Z_2 diferă cu 15...30% faţă de Z_1.

Vibraţiile şi zgomotele se reduc cînd $Z_2 - Z_1 \neq \pm 1, \pm 2, \pm (p \pm 1)$, $\pm (p \pm 2)$. Pentru a evita blocarea rotorului sau înşeuarea curbei cuplului la maşinile asincrone cu primarul trifazat, trebuie ca $Z_2 - Z_1 \neq$ multiplu de $\pm 3p$ şi $Z_2 - Z_1 \neq \pm p, -2p, -5p$. La maşinile bipolare pot fi îndeplinite numai în parte condiţiile de mai sus.

Pentru reducerea armonicilor din curba cîmpului magnetic datorită crestării armăturilor, crestăturile rotorului se construiesc înclinate faţă de dreapta generatoare, cu aproape un pas de crestătură din stator sau din rotor.

La motoarele mici, crestăturile rotorului se înclină uzual (fig. 4.11), deoarece nu se pot obţine rapoarte potrivite de numere de crestături la diametre mici (v. şi [39]); factorul de înfăşurare datorită înclinării (corespunzător fundamentalei t.e.m.) are expreisa:

$$k_i = \frac{\sin \frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}}{\frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}}, \qquad (42)$$

în care:

$\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2}$ este unghiul electric dintre două crestături;

$\frac{b}{t_2}$ — raportul dintre înclinarea crestăturii b şi pasul crestăturilor rotorului t_2.

În tabela 4.2 sînt date numerele favorabile de crestături la motoarele asincrone cu colivie în rotor.

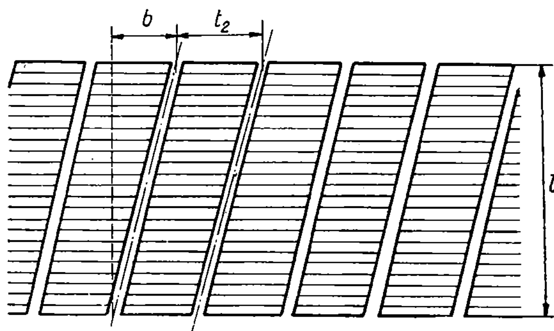


Fig. 4.11. Rotorul cu crestături înclinate, desfăşurat.

Tabela 4.2

Numere favorabile de crestături Z_2 în rotor

p	Z_1	Z_2 la motoare cu crestăturile neînclinate							Z_2 la crestături înclinate			
1	24	16	22	28	34				28	16	22	
	36	16	22	28	34	40			24	28	48	16
	48	34	30	46	52	58	64			40,52		
2	24	10	20	22	32				24	40	42	60
	36	24	30	32	40	42	56		60	84	56	44
	48	20	22	32	44	46	56	68	72	48	84	44
3	36	15	30	33	42	48			42	48	54	
	54	48	51	66	72				72	88	48	
	72	33	48	54	66	69	84	90	96	90	84	
4	36	48								48		
	48	60	72						72	60		
	72	84	96						96	84		

Înfăşurarea în colivie este considerată polifazată cu $m_2 = Z_2$ faze, curenţii prin barele coliviei fiind defazaţi între ei cu $\alpha = p \frac{2\pi}{Z_2}$.

Numărul de spire pe fază al înfăşurării rotorului este $w_2 = \frac{1}{2}$.

T.e.m. indusă pe fază în rotor rezultă din relaţia :

$$U_{e2} = U_{e1} \frac{k_i}{2w_1 k_{w1}}, \tag{43}$$

în care k_i este factorul de înclinare al înfăşurării rotorului dat de relaţia (41).

Cu U_{e2} determinat astfel se calculează din relaţia (39) curentul printr-o bară în rotor.

Curentul prin inel se determină după relaţia

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \frac{p\pi}{Z_2}}. \tag{44}$$

Colivia sudată se execută din cupru, alamă sau aluminiu, iar coliviile turnate se execută din aluminiu.

Aria secţiunii barei, respectiv a inelului, se calculează după relaţia (36), după ce se precizează mai întîi densitatea de curent în bară şi în inel.

Rezistenţa pe fază a rotorului este :

$$R_2 = R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 p \frac{\pi}{Z_2}}, \tag{45}$$

în care :

R_b este rezistenţa unei bare;
R_i — rezistenţa unui segment de inel cuprins între două bare.

În cazul în care $\alpha = \frac{2p\pi}{Z_2}$ are valori mici, se poate aproxima $\sin\frac{\alpha}{2}$ prin $\frac{\alpha}{2}$ şi, prin urmare,

$$R_2 = R_b + \left(\frac{Z_2}{p\pi}\right)^2 \frac{1}{2} R_i. \qquad (46)$$

Forma secţiunii barei se alege în funcţie de inducţia aparentă în dinte şi de procesul tehnologic al coliviei; forma secţiunii crestăturilor este determinată de forma geometrică a secţiunii barei.

La motoarele ale căror colivii sînt realizate din bare sudate la inele, barele se aleg de secţiuni circulare; coliviile realizate prin turnare se execută uzual cu barele de secţiune dreptunghiulară sau trapezoidală. Crestăturile în cazul coliviilor turnate nu se izolează; la motoarele asincrone avînd colivia realizată din bare sudate la inel, conductoarele se izolează faţă de crestătură pentru a se evita apariţia scînteilor în zonele de contact slab, dintre barele coliviei şi miezul feromagnetic.

La motorul asincron cu colivie dublă în rotor se calculează cu relaţia (45) sau (46) rezistenţa pe fază a fiecărei colivii.

La motorul asincron cu bare înalte se calculează rezistenţa în curent continuu pe fază şi rezistenţa în curent alternativ [respectiv factorul de majorare al rezistenţei porţiunii de bară aşezată în crestătură cu relaţiile (141), (142) şi următoarele din cap. 1].

4.6. JUGUL STATORULUI ŞI JUGUL ROTORULUI

Înălţimile jugurilor din stator şi rotor se determină în funcţie de fluxul util, fluxul de scăpări şi de inducţia magnetică în jug.

Înălţimea jugului din stator se determină după relaţia

$$h_{j1} = \frac{\Phi(1+\tau_1)}{2 l_{Fe1} B_{j1}} \qquad (47)$$

în care fluxul util $\Phi = \alpha_i \tau l_i B_{\delta 1}$ se calculează considerînd cîmpul magnetic repartizat sinusoidal $\left(\text{prin urmare } \alpha_i = \frac{2}{\pi}\right)$.

Înălţimea jugului din rotor rezultă din relaţia :

$$h_{j2} = \frac{\Phi}{2 l_{Fe2} B_{j2}}; \qquad (48)$$

valorile inducţiilor magnetice se aleg conform indicaţiilor date în 4.3.

Se calculează apoi diametrul exterior al statorului

$$D_e = D + 2h_{c1} + 2h_{j1} \tag{49}$$

şi diametrul interior al rotorului

$$D_i = D - 2\delta - 2h_{c2} - 2h_{j2}; \tag{50}$$

înălţimile crestăturilor h_{c1} şi h_{c2} s-au determinat la calculul înfăşurărilor. La maşinile mici şi la cele de turaţie mare, diametrul interior al miezului feromagnetic se ia egal cu diametrul axului; tolele se împachetează direct pe ax.

4.7. CURENTUL DE MAGNETIZARE AL MOTORULUI ASINCRON

Componenta reactivă $I_{o\mu}$ a curentului de mers în gol al motorului asincron, denumită curentul de magnetizare, se determină din relaţia de calcul a tensiunii magnetomotoare rezultante :

$$\frac{m}{2}\frac{4}{\pi}\sqrt{2}\, I_{o\mu}\frac{w_1 k_{w1}}{p} = F \tag{51}$$

în care k_{w1} este factorul de înfăşurare.

Tensiunea magnetomotoare F de-a lungul circuitului magnetic se determină conform indicaţiilor date în 1.3.1. Astfel, în funcţie de fluxul util Φ al maşinii,

$$\Phi = \frac{U_b}{4\ k_B\ f_1 w_1 k_{w1}(1 + \tau_1)}; \tag{52}$$

în care :

k_B este factorul de formă al cîmpului (iniţial se acceptă o valoare a factorului de formă, de exemplu $k_B = 1{,}11$);

τ_1 — coeficientul parţial de scăpări [definit de relaţia (6) şi a cărui valoare se poate lua iniţial $\tau_1 = 0{,}02...0{,}05$]

se calculează inducţiile magnetice în diferitele zone ale maşinii;

— în întrefier :

$$B_{\delta 1} = \frac{\Phi}{(\alpha_i \tau\ l_i)}; \tag{53}$$

— în jugul statorului :

$$B_{j1} = \frac{\Phi(1 + \tau_1)}{2\ h_j\ l_{Fe1}}; \tag{54}$$

— în jugul rotorului :

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2\ l_{Fe} h_{j2}}; \tag{55}$$

— în dintele statorului :

$$\left.\begin{aligned} B'_{z1M} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z1M}} B_{\delta 1} (1 + \tau_1) \\ B'_{z10} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z10}} B_{\delta 1} \left(1 + \frac{2}{3} \tau_1\right) \\ B'_{z1M} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z1m}} B_{\delta 1} \left(1 + \frac{1}{3} \tau_1\right) \end{aligned}\right\}, \tag{56}$$

în care b_{z1M}, b_{z10} şi b_{z1m} sînt grosimile dinţilor din cele trei zone : la baza dintelui, la mijloc şi la capul dintelui;

— în dintele rotorului :

$$B'_{z2x} = \frac{l_i t_2}{l_{Fe} b_{z2x}} B_{\delta 1}, \tag{57}$$

în care b_{z2x} este grosimea dintelui în zona în care se calculează valoarea aparentă a inducţiei magnetice B'_{z2x}.

Din caracteristica de magnetizare a tolelor se determină intensităţile cîmpurilor magnetice şi tensiunile magnetice [v. 1.3.1.,*c*, relaţiile (28), (35), (36), (37) şi (38)] în întrefier F_σ, în dinţii statorului F_{z1}, în dintele rotorului F_{z2}, în jugul statorului F_{j1} şi în jugul rotorului F_{j2}.

Tensiunea magnetomotoare F rezultă din relaţia :

$$F = 2\,F_\delta + 2\,F_{z1} + 2\,F_{z2} + F_{j1} + F_{j2}. \tag{58}$$

Factorul de saturaţie se calculează după expresia :

$$k_s = \frac{F}{2\,F_\delta}, \tag{59}$$

iar din figura 4.5, rezultă factorul $\frac{\alpha_i k_B}{1{,}11}$ aproximat mai sus.

4.8. PARAMETRII CIRCUITELOR MAŞINII ASINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcţionare ale maşinii asincrone, trebuie cunoscuţi parametrii pe fază ai înfăşurărilor maşinii: rezistenţele înfăşurărilor la frecvenţa tensiunii de alimentare şi rezistenţa în curent continuu a înfăşurării rotorului, reactanţa utilă şi reactanţele de scăpări.

Rezistenţele înfăşurărilor se determină din relaţia (116), cap. 1. după ce s-au calculat aria secţiunii şi lungimea conductorului, numărul de spire şi numărul căilor de curent, materialul conductorului, caracteristicile bobinei şi dimensiunile crestăturii. Factorul de majorare a rezistenţei în curent alternativ pentru porţiunea de înfăşurare aşezată în crestătură la înfăşurarea

cu mai multe conductoare suprapuse în crestătură rezultă din relaţia (145), cap. 1.

Reactanţele de scăpări $X_{1\sigma}$ şi $X_{2\sigma}$ ale înfăşurărilor se determină după relaţiile :

$$X_{1\sigma} = 2\pi f L_{1\sigma} \text{ şi } X_{2\sigma} = 2\pi f L_{2\sigma}, \tag{60}$$

în care inductivităţile de scăpări $L_{1\sigma}$ şi $L_{2\sigma}$ se determină conform 1.3.2, *b*, şi anume :

$$L_\sigma = 2\mu_0 \frac{w^2}{p} l_i \left(\frac{\lambda_c}{q} + \frac{l_f}{l_i} \lambda_f + \lambda_d \right). \tag{61}$$

Permeanţele specifice λ_c ale crestăturilor se determină din relaţia (67), cap. 1, pentru înfăşurările într-un strat şi din relaţiile (69), (70) şi (71), cap.1 pentru înfăşurările în două straturi. La înfăşurările în colivie, permeanţa specifică a crestăturii este dată de relaţia (68), cap. 1.

Permeanţele specifice frontale λ_f se determină din tabela 1-2.

Permeanţele specifice de scăpări diferenţiale λ_d ale înfăşurărilor bobinate rezultă din relaţia (77), cap. 1 şi figura 1.14,*a*, iar pentru înfăşurările în colivie, λ_d rezultă din relaţia (77), cap. 1 şi figura 1.14,*b*.

Reactanţa utilă X_{1u} a înfăşurării primare rezultă din relaţia :

$$X_{1u} = \frac{U_{b1} - I_{0\mu} X_{1\sigma}}{I_{0\mu}} \tag{62}$$

cu reactanţa de scăpări $X_{1\sigma}$ a înfăşurării primare determinată mai sus.

4.9. PIERDERILE ŞI RANDAMENTUL MOTORULUI ASINCRON

La funcţionarea în regim nominal a motorului asincron, se produc pierderi în înfăşurarea statorului şi în înfăşurarea rotorului (la alunecarea nominală refularea curentului în înfăşurarea rotorului este neglijabilă) pierderi în miezul feromagnetic al statorului (în ipoteza că înfăşurarea primară este dispusă în stator), pierderi de suprafaţă şi pierderi de pulsaţie în dinţii statorului şi rotorului, pierderi de frecare şi ventilaţie în lagăre, la inele de contact şi la ventilator.

Calculul pierderilor se face după relaţiile prezentate în 1.3.3.

Randamentul motoarelor asincrone rezultă din relaţia :

$$\eta = \frac{mU_{bn} I_1 \cos\varphi_1 - P_{j1} - P_{j2} - P_{m1} - P_{ms} - P_{f,v}}{mU_{bn} I_1 \cos\varphi}, \tag{63}$$

în care :

P_{j1} şi P_{j2} sînt pierderile în înfăşurări;

P_{m1} — pierderile principale;

P_{ms} — pierderile suplimentare în miez;

$P_{f,v}$ — pierderile de frecare și ventilație. Curentul și defazajul primar (I_1 și φ_1) se determină din relațiile care se stabilesc pe baza schemei echivalente a motorului asincron.

4.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE PORNIRE ȘI FUNCȚIONARE ALE MAȘINII ASINCRONE CU PARAMETRI CONSTANȚI

Caracteristicile de pornire: curentul și cuplul de pornire și caracteristicile de funcționare: caracteristica mecanică $M(s)$ curentul din stator $I_1(s)$, factorul de putere $\cos \varphi_1 = f(s)$ și randamentul $\eta(P)$ se calculează analitic pe baza schemei echivalente pe fază a mașinii asincrone cu circuitul de magnetizare conectat la bornele primare (v. fig. 4.12) sau (la mașina cu parametri constanți) se determină grafic din diagrama cercului. În acest scop este necesar să se calculeze parametrii schemei echivalente, respectiv curentul de funcționare în gol și curentul de scurtcircuit.

a. **Calculul parametrilor echivalenți.** În schema echivalentă raportată la stator, rezistențele și reactanțele mașinii se calculează astfel:

$$r_1 = c_1 R_1;\ r_2' = c_1^2 R_2';\ X_{1\sigma} = c_1 X_{1\sigma} \text{ și } x_{2\sigma}' = c_1^2 X_{2\sigma}', \tag{63}$$

în care:

R_1 și $X_{1\sigma}$ sînt rezistența și reactanța de scăpări ale înfășurării statorului;
R'_2 și $X'_{2\sigma}$ — rezistența și reactanța de scăpări ale rotorului, raportate la stator, determinate în funcție de parametri înfășurării rotorului R_2 și $X_{2\sigma}$ cu relațiile:

$$R_2' = \frac{m_1(w_1 k_{w1})^2}{m_2(w_2 k_{w2})^2} R_2 \text{ și } X_{2\sigma}' = \frac{m_1(w_1 k_{w1})^2}{m_2(w_2 k_{w2})^2} X_{2\sigma}. \tag{64}$$

Factorul c_1 are expresia aproximativă:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_{1u}} = 1 + \tau_1. \tag{65}$$

b. **Curentul de funcționare în gol și curentul de scurtcircuit.** *Curentul de funcționare în gol* se calculează din componentele activă I_{0a1} și reactivă $I_{0\mu1}$ după relația:

$$I_{01} = \sqrt{I_{0a1}^2 + I_{0\mu1}^2}. \tag{66}$$

Componenta activă a curentului de mers în gol corespunzătoare pierderilor în miez și pierderilor prin frecare și de ventilație, rezultă din relația:

$$I_{0a1} = \frac{P_m + P_{f,v} + P_{m,s}}{m U_{b1}}. \tag{67}$$

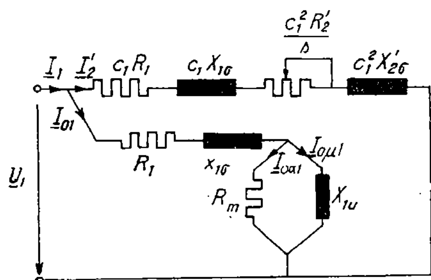


Fig. 4.12. Schema echivalentă pe fază a maşinii asincrone polifazate.

Componenta reactivă a curentului de mers în gol, denumită şi curentul de magnetizare, se determină din relaţia (51):

$$I_{0\mu 1} = \frac{F}{\frac{m}{2}\frac{4}{\pi}\frac{w_1 k_{w1}}{p}\sqrt{2}}. \tag{68}$$

Defazajul curentului de mers în gol faţă de tensiunea la borne se obţine din relaţia:

$$\cos\varphi_0 = \frac{I_{0a1}}{I_{01}}. \tag{69}$$

Curentul de scurtcircuit I_{1sc} se calculează ţinînd seama de curentul în gol I_{01} şi curentul I'_2 din circuitul secundar (raportat la primar) la alunecarea $s = 1$ dat de relaţia:

$$I'_{2sc} = \frac{U_{b1}}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}}; \tag{70}$$

rezultă astfel pentru curentul de scurtcircuit expresia:

$$I_{1sc} = \sqrt{(I_{0a1} + I'_{2sca})^2 + (I_{0\mu 1} + I'_{2scr})^2}, \tag{71}$$

în care componenta activă I'_{2sca} este:

$$I'_{2sca} = I'_{2sc}\cos\varphi'_2, \tag{72}$$

componenta reactivă este:

$$I'_{2scr} = I'_{2sc}\sin\varphi'_2, \tag{73}$$

iar φ'_2 rezultă din relaţia:

$$\cos\varphi'_2 = \frac{r_1 + r'_2}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}}. \tag{74}$$

Defazajul curentului de scurtcircuit faţă de tensiunea primară rezultă din relaţia:

$$\cos\varphi_{sc} = \frac{I_{10a} + I'_{sca}}{I_{1sc}}. \tag{75}$$

Parametrii înfăşurărilor primare şi secundare care intervin în relaţiile de mai sus se calculează la frecvenţa tensiunii de alimentare.

La motorul asincron cu colivie în rotor, curentul de scurtcircuit este curentul de pornire al maşinii.

c. **Calculul analitic al caracteristicilor de funcţionare.** Caracteristica mecanică se determină pe baza expresiei cuplului electromagnetic :

$$M = \frac{pm_1 r_2' U_{b1}^2}{\omega_1 s \left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}')^2\right]}. \tag{76}$$

Astfel, după ce se calculează parametrii care intervin în relaţia (76), se determină valorile cuplului M pentru diferite valori ale alunecării s.

Cuplul de pornire la motorul cu colivie în rotor rezultă din relaţia precedentă pentru valoarea alunecării $s = 1$ corespunzătoare momentului pornirii :

$$M_p = \frac{pm_1 r_2' U_{b1}^2}{\omega_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}')^2]}. \tag{77}$$

Cuplul maxim rezultă pentru alunecarea :

$$s_m = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_\sigma^2}} \tag{78}$$

şi are expresia

$$M_{max} = \begin{Bmatrix}+\\-\end{Bmatrix} \frac{pm_1 U_{b1}^2}{2\omega_1 \left[\begin{Bmatrix}+\\-\end{Bmatrix} r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_\sigma^2}\right]}; \tag{79}$$

s-a notat cu :

$$x_\sigma = x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}'; \tag{80}$$

semnul (+) din relaţia (79) corespunde funcţionării maşinii în regim de motor, iar semnul (—) maşinii în regim de generator.

Dacă valorile calculate pentru cuplul de pornire şi cuplul maxim nu coincid cu valorile standardizate şi cuprinse în tema de proiectare se procedează la schimbarea construcţiei maşinii, în scopul schimbării reactanţelor de scăpări pe fază ale înfăşurărilor din stator şi din rotor. De exemplu, dacă cuplul de pornire sau cuplul maxim rezultă prea mic, se micşorează reactanţa de scăpări prin micşorarea permeanţei specifice de scăpări (se modifică forma crestăturii în vederea micşorării permeanţei specifice a crestăturii şi numărul de crestături pe pol şi fază, în vederea micşorării permeanţei specifice de scăpări diferenţiale) şi prin micşorarea numărului de spire pe fază (se modifică corespunzător dimensiunile principale ale maşinii în vederea creşterii fluxului pe pol).

Curentul primar în funcţie de alunecare se calculează în baza relaţiei :

$$I_1(s) = \sqrt{(I_{0a1} + I_{2a}')^2 + (I_{0\mu 1} + I_{2\mu}')^2}, \tag{81}$$

în care :

I_{0a1} și $I_{0\mu 1}$ sînt componentele activă și reactivă ale curentului de mers în gol [relațiile (67) și (68)];

I'_{2a} și I'_{2r} — componentele activă și reactivă ale curentului secundar raportat la primar :

$$I'_{2a} = \frac{U_{b1}\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)}{\left(r_1 + \frac{r_2}{s}\right)^2 + x_\sigma^2} \text{ și } I'_{2r} = \frac{U_{b1} x_\sigma}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + x_\sigma} . \qquad (82,83)$$

Factorul de putere în funcție de alunecare rezultă din relația :

$$\cos \varphi = \frac{I_{0a1} + I'_{2r}}{I_1}, \qquad (84)$$

în care I'_{2a} și I_1 sînt funcții de alunecare a s.

La calculul caracteristicilor de funcționare, valorile calculate se grupează într-o tabelă (de tipul tabelei 4.3).

Tabela 4.3

Caracteristicile de funcționare

$M(s)$, $I(s)$ și $\cos \varphi = f(s)$.

s	$r_1 + \frac{r'_2}{s}$	M	I'_{2a}	I'_{2r}	I_1	$\cos \varphi$	
1							
0,5							
0,6							
⋮							
s_m							
⋮							
0,02							
0,01							

Pe baza valorilor calculate se trasează caracteristicile de funcționare.

d. **Diagrama cercului.** Caracteristicile de funcționare ale mașinii asincrone cu parametri constanți se pot determina și din diagrama cercului, care reprezintă locul geometric al extremității vectorului complex al curentului primar în funcție de alunecare.

Pentru trasarea diagramei cercului, se reprezintă în planul complex, curentul de funcționare în gol [relațiile (67) și (68)] și curentul de funcțio-

Fig. 4.13. Diagrama cercului la maşina asincronă cu parametrii constanţi.

nare în scurtcircuit [relaţiile (71) şi (75)], obţinîndu-se astfel punctele P_0 şi P_{sc}; vectorul complex al tensiunii primare se reprezintă în axa imaginară (fig. 4.13).

Diametrul cercului este dat de relaţia :

$$I'_{2max} = \frac{U_{b1}}{x_{1\sigma} + x'_{2\sigma}}, \tag{85}$$

dedusă din relaţiile (82) şi (83) pentru $s = -\frac{r'_2}{r_1}$. Se construieşte grafic mediatoarea segmentului care uneşte punctele P_0 şi P_{sc}, iar din P_0 sau P_{sc} se determină centrul cercului la distanţa corespunzătoare curentului $\frac{I'_{2max}}{2}$ pe mediatoarea segmentului $\overline{P_0P_{sc}}$.

Se construieşte punctul P_∞ corespunzător alunecării $s = \infty$, astfel: segmentul $\overline{P_{sc}A}$ dintre P_∞ şi dreapta (P_0M) se împarte în raportul r'_2/r_1, rezultînd astfel punctul B; dreapta (P_0B) mai intersectează cercul în punctul P_∞.

Dreapta alunecării se construieşte unind un punct G oarecare de pe cerc cu P_0, P_{sc} şi P_∞. O paralelă la dreapta (GP_∞) intersectează dreptele (GP_0) şi (GP_{sc}) în punctele C, D, determinînd astfel scara alunecării (alunecarea are valoarea 0 în C şi 1 în D).

Se construieşte şi cercul de diametru d (de exemplu, $d = 10$ cm) cu centrul pe axa imaginară în Γ şi care trece prin origine.

Pentru un punct P oarecare de pe cerc, se determină puterea absorbită de motor de la reţea, curentul, factorul de putere, alunecarea şi cuplul astfel:

— puterea absorbită

$$P_1 = m \cdot U_b(\overline{Pa} \cdot k_i), \tag{86}$$

în care:

k_i este scara curentului în A/cm;

distanţa $\overline{Pa}$ de la punctul P la axa absciselor este măsurată în cm;

— factorul de putere: segmentul $\overline{ob'}$ de la origine şi intersecţia dreptei (OP) cu cercul Γ, măsurat în unităţi de diametru d reprezintă factorul de putere:

$$\cos \varphi = \frac{\overline{ob'}}{d}; \tag{87}$$

— alunecarea: dreapta (GP) intersectează dreapta alunecării în punctul c; alunecarea este dată de segmentul $\overline{Cc}$ măsurat în unităţi de segmentul $\overline{CD}$, adică:

$$s = \frac{\overline{Cc}}{\overline{CD}}; \tag{88}$$

— cuplul electromagnetic este determinat de segmentul $\overline{Pm}$ obţinut prin intersecţia dreptei (Pb) cu dreapta (P_0P_∞):

$$M = \frac{1}{2\pi n_1} mU_b(\overline{Pm} \cdot k_i); \tag{89}$$

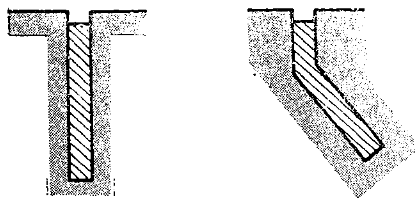
dreapta (Pb) este normală la dreapta (P_0M).

Se determină astfel punct cu punct valorile mărimilor considerate, pentru diferite puncte P de funcţionare situate pe cerc.

4.11. CALCULUL MOTORULUI CU COLIVIE CU BARE ÎNALTE

La pornirea motorului, o valoare mare a rezistenţei circuitului secundar în vederea creşterii cuplului de pornire şi a reducerii curentului de pornire, se poate obţine datorită fenomenului de refulare a curentului; în decursul

Fig. 4.14. Crestătură cu bare înalte.



pornirii, alunecarea rotorului, respectiv frecvența curenților din rotor scade, iar rezistența înfășurării scade. Pentru a accentua refularea curentului, barele coliviei din rotor se execută sub formă de bare înalte (fig. 4.14), de înălțime $h_b \geqslant 4$ cm. Înălțimea barei este determinată de adîncimea crestăturii, respectiv de valoarea maximă admisibilă a inducției magnetice la baza dintelui. Colivia se poate realiza cu bare înalte numai la motoare de puteri mijlocii și mari, la care conductorul înfășurării rotorului are dimensiunile unei bare.

Motorul asincron cu colivie cu bare înalte se dimensionează după metodica aplicată la motorul asincron cu colivie normală. Calculul caracteristicilor de pornire și de funcționare prezintă anumite particularități.

Cuplul maxim M_m, alunecarea corespunzătoare cuplului maxim s_m, alunecarea nominală s_n și curentul de funcționare în gol I_0 se determină din relațiile lor de calcul, în care se iau valorile parametrilor calculate pentru cazul în care refularea curentului este neglijabilă; cuplul de pornire și curentul de scurtcircuit se determină cu valorile rezistenței și reactanței de scăpări ale coliviei calculate la frecvența tensiunii de alimentare, ținînd seamă de refularea curentului.

Rezistența pe fază a rotorului rezultă din relația:

$$R_2 = k_r R_b + \frac{R_i}{2\sin^2 \frac{p\pi}{Z_2}} \tag{90}$$

în care:

R_b și R_i reprezintă rezistența barei (v. relația (45)) și a porțiunii de inel dintre două bare;

Z_2 — numărul de crestături din rotor (v. tabela 4.2);

k_r — factorul de majorare a rezistenței barei, datorită refulării curentului și a cărui valoare se determină din relația (140), cap. 1.

Reactanța pe fază a rotorului rezultă din relația:

$$X_{2\sigma} = 2\pi f \cdot 2\mu_0 \frac{w^2}{p} l_i \left[k_L \frac{\lambda_c}{p} + \frac{l_f}{l_i}\lambda_f + \lambda_d \right], \tag{91}$$

în care k_L este factorul de micşorare a permeanţei de scăpări, datorită refulării curentului; valoarea acestui factor se determină din relaţiile (150) sau (151) date în 1.3.3.3. Permeanţele specifice λ_c, λ_f şi λ_d se determină după relaţiile (68), (77), cap. 1. fig. 1.14,*b* şi tabela 1.2.

Caracteristica mecanică a motorului cu colivie cu bare înalte se calculează în baza parametrilor determinaţi pentru fiecare valoare a frecvenţei curenţilor din rotor, respectiv a alunecării; factorii k_r şi k_L din relaţiile (90) şi (91) variază cu frecvenţa curenţilor din rotor.

4.12. CALCULUL MOTORULUI CU COLIVIE DUBLĂ

Pentru îmbunătăţirea caracteristicilor de pornire (cuplu de pornire mai mare şi curent de pornire mai redus în raport cu motorul asincron cu o singură colivie), înfăşurarea rotorului motoarelor asincrone de puteri mici sau mijlocii se poate construi cu colivie dublă : o colivie avînd aria secţiunii barelor mai redusă şi dispusă spre periferia rotorului reprezintă colivie de pornire, iar a doua colivie avînd aria secţiunii barelor apropiată de cea calculată pentru colivia normală şi dispusă în interiorul crestăturii este denumită colivie de lucru (fig. 4.15). Barele fiecărei colivii sînt scurtcircuitate frontal prin inele; se construiesc şi colivii cu inele comune de scurtcircuitare.

Calculul motorului cu colivie dublă se efectuează în principal după metodica aplicată la calculul motorului cu colivie simplă; particularitatea constă în dimensionarea celor două colivii. Dacă coliviile sînt executate din acelaşi material conductor, suma ariilor secţiunilor barelor celor două colivii este aproximativ egală cu aria secţiunii barei coliviei simple; în plus, apar următoarele probleme :

— determinarea raportului dintre ariile secţiunilor barelor;

— dimensionarea crestăturii rotorului.

Din relaţiile (39) şi (43) rezultă curentul total prin cele două colivii, la funcţionarea maşinii în regim nominal; rezistenţa echivalentă pe fază a celor două colivii rezultă din relaţia :

$$R_2 \equiv \frac{R_p R_l}{R_p + R_l} \approx 0{,}95\, s_n U_{e20}/I_2, \tag{92}$$

în care :

R_p este rezistenţa pe fază a coliviei de pornire;
R_l — rezistenţa pe fază a coliviei de lucru.

Din relaţia :

$$k_r = 2\pi n\, M_p \frac{1}{Z_2 R_2 I\mu^2} \tag{93}$$

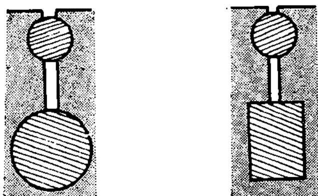


Fig. 4.15. Crestături ale rotorului cu colivie dublă.

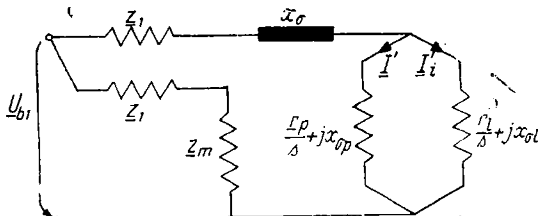


Fig. 4.16. Schema echivalentă pe fază a mașinii asincrone trifazate cu colivie dublă în rotor.

la cuplul de pornire M_p dat și curentul pe fază prin colivia de pornire I_p dat, se determină factorul k_r, iar în baza acestuia, raportul rezistențelor:

$$\frac{R_p}{R_l} = 2\,(k_r - 1). \tag{94}$$

Prin urmare, din relațiile (92) și (94) se determină rezistențele pe fază R_p și R_l ale celor două colivii. Curenții de lucru prin cele două colivii rezultă din relațiile:

$$I_p + I_l = I_2 \tag{95}$$

$$I_p R_p = I_l R_l \tag{96}$$

Curenții prin inelele coliviilor se determină în baza relației (44). Coliviile se dimensionează astfel încît să prezinte rezistențele R_p, respectiv Rl pe fază.

Pentru calculul caracteristicii mecanice după relația (76) se determină pentru diferite valori ale alunecării considerat ca parametru, valorile rezistențelor și reactanțelor de scăpări echivalente pe fază, raportate la stator (fig. 4.16).

$$r_2'(s) = \frac{r_p^2 r_l + r_l^2 r_p + s^2 (x_{\sigma p}^2\, r_l + x_{\sigma l}^2 r_p)}{(r_p + r_l)^2 + (x_{\sigma p} + x_{\sigma l})^2 s^2} \tag{97}$$

și

$$x_2'(s) = \frac{r_p^2 x_{\sigma l} + r_p^2\, x_{\sigma p} + s^2 (x_{\sigma p}^2\, x_{\sigma l} + x_{\sigma l}^2\, x_{\sigma p})}{(r_p + r_l)^2 + (x_{\sigma p} + x_{\sigma l})^2\, s^2} \tag{98}$$

în care:

r_p și r_l se determină după relațiile (63), (64);

$x_{\sigma l}$ și $x_{\sigma p}$ — reactanțele de scăpări corespunzătoare fluxurilor proprii ale fiecărei colivii.

Reactanța $x'_{\sigma c}$ din schema echivalentă corespunde fluxului de scăpări comun celor două colivii (fluxul de scăpări care se închide prin istmul crestăturii și fluxul de scăpări diferențiale).

Curentul de pornire se poate considera aproximativ egal cu valoarea curentului secundar raportat la primar, determinată din expresia:

$$I_{p1} \approx I'_{p2} = \frac{U_{b1}}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma c} + x'_{\sigma 2})^2}}, \tag{99}$$

în care r'_2 şi $x'_{\sigma 2}$ sînt valorile rezistenţei şi reactanţei calculate din relaţiile (97) şi (98) pentru valoarea alunecării la pornire ($s = 1$).

Înălţimile istmurilor h_2 şi h_4 şi lărgimile crestăturilor în aceste zone (fig. 4.15) se determină din condiţiile următoare:

— inducţia aparentă la baza dintelui să nu atingă valori peste cele admisibile;

— valorile curentului de pornire şi ale cuplului de pornire calculate în baza relaţiilor (99) şi (77) să fie egale cu cele specificate în tema de proiectare.

Colivia de pornire se realizează în general dintr-un material conductor de rezistivitate mai mare (alamă sau bronz) decît a cuprului, pentru a avea — la aceeaşi rezistenţă electrică pe fază — un volum mai mare, respectiv o capacitate termică corespunzătoare. Încălzirea coliviei în regim tranzitoriu se calculează în funcţie de durata pornirii motorului; într-un calcul acoperitor se neglijează căldura transmisă miezului feromagnetic prin conducţie şi mediului ambiant prin convecţie. De exemplu, dacă turaţia creşte proporţional, cu timpul, iar cuplul M_{med} se consideră aproximativ constant în timpul pornirii, rezultă încălzirea:

$$\vartheta_{cp} = \frac{1}{2} \frac{2\pi n_1 M_{med} T_p}{c_p \gamma_p V_p}, \tag{100}$$

în care:

$\gamma_p V_p$ este masa coliviei de pornire (V — volumul coliviei, γ — densitatea);
c_p — căldura specifică a coliviei;
n_1 — turaţia sincronă;
M_{med} — cuplul mediu în perioada de pornire.

Durata pornirii T_p rezultă din relaţia:

$$T_p = \frac{J\Omega_1}{M_{med}}, \tag{101}$$

în care:

J este momentul de inerţie al maselor învîrtitoare;
$\Omega_1 = 2\pi n_1$ — viteza unghiulară sincronă.

Prin urmare, încălzirea coliviei în perioada pornirii este dată de relaţia:

$$\vartheta_{cp} = \frac{1}{2} \frac{J\Omega_1^2}{c_p \gamma_p V_p}. \tag{102}$$

4.13. INDICAŢII PRIVIND CALCULUL ÎNCĂLZIRII MOTORULUI ASINCRON

Încălzirea înfăşurării primare şi încălzirea miezului feromagnetic al statorului (care poartă înfăşurarea primară) se determină din relaţiile (237) şi (244), cap. 1, după ce s-a precizat schema de ventilaţie şi s-au calculat vitezele mediului de răcire în zona capetelor de bobină şi în canalele radiale de răcire.

Încălzirea înfăşurării secundare bobinate se determină după aceeaşi metodă, însă particularizată pentru cazul în care pierderile în miezul feromagnetic sînt egale cu pierderile de pulsaţie în dinţii rotorului; astfel, factorul b_2 definit de relaţia (241), cap. 1, se determină în ipoteza că pierderile în pachetul de tole al rotorului P_{Fe1} sînt egale cu pierderile de pulsaţie în dinţi rotorului, calculate în baza relaţiei (112), cap. 1.

Peitru înfăşurarea în colivie se calculează încălzirea în perioada de porniren după relaţia (102) şi încălzirea în regim staţionar de funcţionare, îndeosebi la colivia ale cărei bare sînt izolate de miezul feromagnetic.

4.14. INDICAŢII PRIVIND CALCULUL MECANIC

La motoarele asincrone, axul, carcasa, lagărele, dispozitivele de fixare şi de ridicare se dimensionează pentru a rezista la solicitările mecanice.

La dimensionarea axului se ţine seama de greutatea proprie a rotorului, de forţa de atracţie magnetică unilaterală [dată de relaţia (180), cap. 1], care se exercită asupra rotorului la apariţia unei excentricităţi şi de forţa care se exercită asupra capătului de ax la acţionarea prin curea.



5. PROIECTAREA MAŞINII SINCRONE

Tema de proiectare a unei maşini sincrone cuprinde următoarele date nominale :

— puterea aparentă nominală S_n în kVA sau MVA la generatoare; P_n în kW sau în MW la motoare; Q_n în kVAR sau în MVAR la compensatoarele sincrone;

— factorul de putere cos φ;

— tensiunea între faze U_{bn} la bornele indusului (în kV sau V);

— turaţia n în rot/min sau numărul de poli;

— numărul de faze m;

— frecvenţă f în Hz.

Puterea nominală, tensiunea nominală şi turaţia motoarelor sincrone trifazate normale de la 100 la 1 000 kW sînt standardizate (STAS 6991-64).

La generatoarele de puteri mari se mai indică raportul de scurtcircuit şi valorile limită ale principalilor parametri ai înfăşurărilor (reactanţa sincronă, reactanţa de scăpări). La motoarele sincrone cu pornire în asincron se prescriu şi caracteristicile de pornire (curentul şi cuplul de pornire), precum şi caracteristicile la apropierea de sincronism a rotorului (cuplul de intrare în sincronism). Pentru ca maşina sincronă să funcţioneze stabil, să aibă o anumită capacitate de supraîncărcare, iar curenţii de scurtcircuit să nu depăşească anumite limite, maşina trebuie să aibă anumiţi parametri ale căror limite sînt indicate în tabela 5.1.

În temă se precizează regimul de funcţionare (motor, generator, compensator); în cazul motoarelor îndeosebi se indică şi regimul de lucru (de durată, de scurtă durată sau intermitent). La maşinile sincrone de puteri mari se mai indică şi momentul de inerţie al rotorului.

Pe baza datelor nominale, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricaţie dobîndită în întreprinderile din ţara noastră se cere să se elaboreze proiectul maşinii sincrone, în care să fie rezolvate problemele specificate în 1.1. În acest capitol se dau indicaţii de proiectare a maşinilor sincrone de construcţie normală.

Tabela 5.1

Valorile uzuale ale parametrilor mașinilor sincrone

Denumirea parametrului	Simbolul	Unitatea de măsură	Turbogeneratoare cu rotorul masiv	Hidrogeneratoare cu înfășurări de amortizare	Compensatoare sincrone	Motoare sincrone
Reactanța sincronă longitudinală	x_d	u.r.	1,1(0,95...1,45)	1,15(0,6...1,45)	1,8(1,5...2,2)	1,2(0,8...1,5)
Reactanța sincronă transversală	x_q	u.r.	1,08(0,92...1,42)	0,75(0,4...1)	1,15(0,95...1,4)	0,9(0,6...1,1)
Reactanța tranzitorie longitudinală	x'_d	u.r.	0,25(0,12...0,28)	0,37(0,2...0,5)	0,4(0,3...0,6)	0,35(0,25...1,45)
Reactanța tranzitorie transversală	x'_q	u.r.	0,23(0,12...0,28)	0,75(0,4...1)	1,15(0,95...1,4)	0,9(0,6...1,1)
Reactanța supratranzitorie longitudinală	x''_d	u.r.	0,12(0,07...0,17)	0,24(0,13...0,35)	0,25(0,18...0,38)	0,3(0,20...0,4)
Reactanța supratranzitorie transversală	x''_q	u.r.	0,15(0,10...0,20)	0,34(0,23...0,45)	0,30(0,23...0,43)	0,4(0,3...0,5)
Reactanța de scăpări Potier	x_p	u.r.	0,14(0,07...0,21)	0,32(0,17....0,4)	0,34(0,23...0,45)	—
Reactanța homopolară	x_o	u.r.	0,01...0,1	0,02...0,21	0,03...0,15	0,04...0,27
Rezistența înfășurării indusului	r	u.r.	0,003...0,008	0,003...0,015	0,004...0,01	—
Constanta de timp a înfășurării de excitație	T_f	s	5,6(2,8...9,2)	5,6(1,5...9,5)	9(6...11,5)	—
Constanta de timp tranzitorie	T'_d	s	1,1(0,4...1,8)	1,8(0,5...3,3)	2(1,2...2,8)	—
Constanta de timp supratranzitorie	T''_d, T''_q	s	0,035(0,02...0,05)	0,035(0,01...0,05)	0,035(0,02...0,05)	—
Constanta de timp a componentei aperiodice	T_a	s	0,2(0,04...0,35)	0,15(0,03...0,25)	0,17(0,1...0,3)	—

5.1. CONSTRUCŢIA MAŞINII SINCRONE

Maşinile sincrone de construcţie normală au indusul în stator şi inductorul în rotor (fig. 5.1); în această construcţie se execută generatoarele sincrone pentru puteri pînă la 1 000 MVA şi motoarele sincrone pentru puteri pînă la 20 MW. Maşinile sincrone de puteri mici pînă la puteri de ordinul zecilor de kVA pot avea o construcţie inversată, în care indusul să fie dispus în rotor şi inductorul în stator [28], [25], [9].

După construcţia rotorului se deosebesc două tipuri principale de maşini sincrone:

— maşini sincrone cu polii înecaţi, soluţie adoptată la maşinile avînd turaţia sincronă 3 000 rot/min şi mai rar în cazul turaţiilor sincrone 1 500 rot/min sau 1 000 rot/min;

— maşini sincrone cu polii ieşiţi (aparenţi), soluţie adoptată la maşinile cu turaţia pînă la 1 500 rot/min.

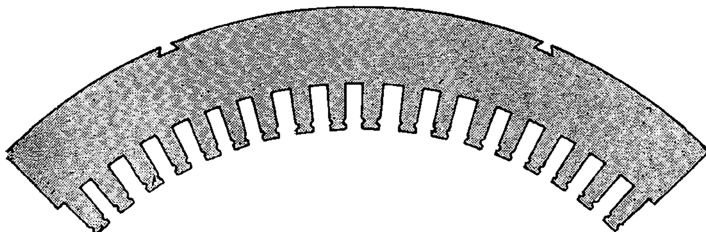
În general, maşinile sincrone se construiesc pentru a funcţiona în poziţie orizontală (v. fig. 5.1); maşinile sincrone de turaţie joasă destinate să funcţioneze în centralele hidroelectrice se construiesc pentru a funcţiona în poziţie verticală.

Indusul. Miezul indusului se execută din tole silicioase de 0,5 mm grosime şi izolate între ele. La maşinile cu diametrul indusului mic, tola indusului este ştanţată dintr-o singură tolă; la maşinile cu diametrul indusului mare, tola indusului este realizată din segmente (v. fig. 5.2.). Numărul de segmente de tole este determinat din condiţia de a nu rezulta curenţi şi pierderi suplimentare în ax şi lagăre.

Miezul este presat cu ajutorul unor inele platbandă dispuse frontal şi fixate de carcasă; inelele se realizează din oţel nemagnetic, din cupru sau din tole de grosime 1...2 mm.

La o lungime a miezului mai mare decît 10...15 cm, se prevăd canale radiale de ventilaţie în indus; lărgimea canalului este de aproximativ 1 cm, iar grosimea pachetului de tole de 5...6 cm.

În miezul indusului se prevăd crestături (în general deschise), în care se aşază înfăşurarea indusului. Crestăturile sînt izolate. Înfăşurarea indusului



5.2. Segment de tolă a miezului indusului pentru maşinile sincrone de puteri mari.

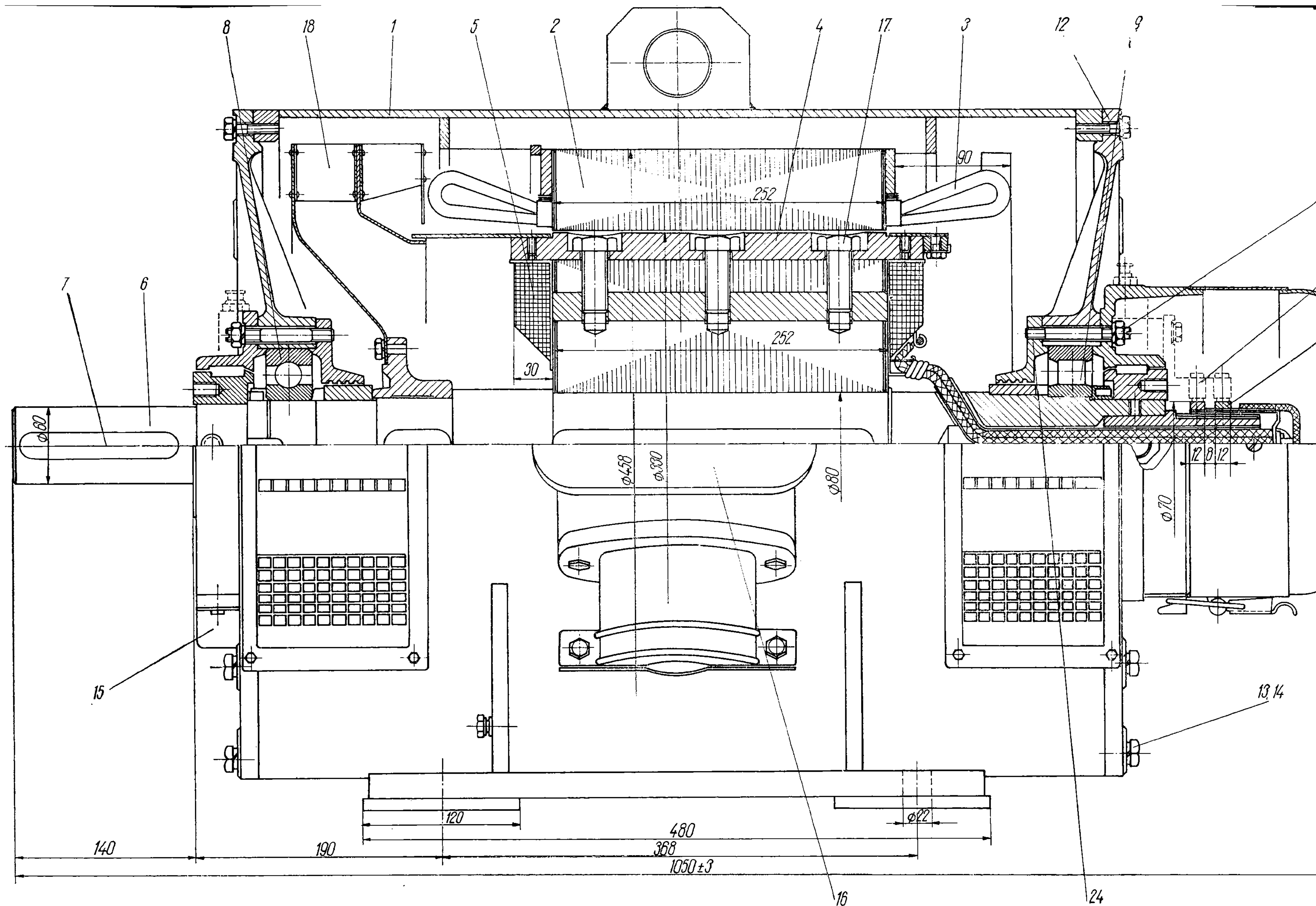
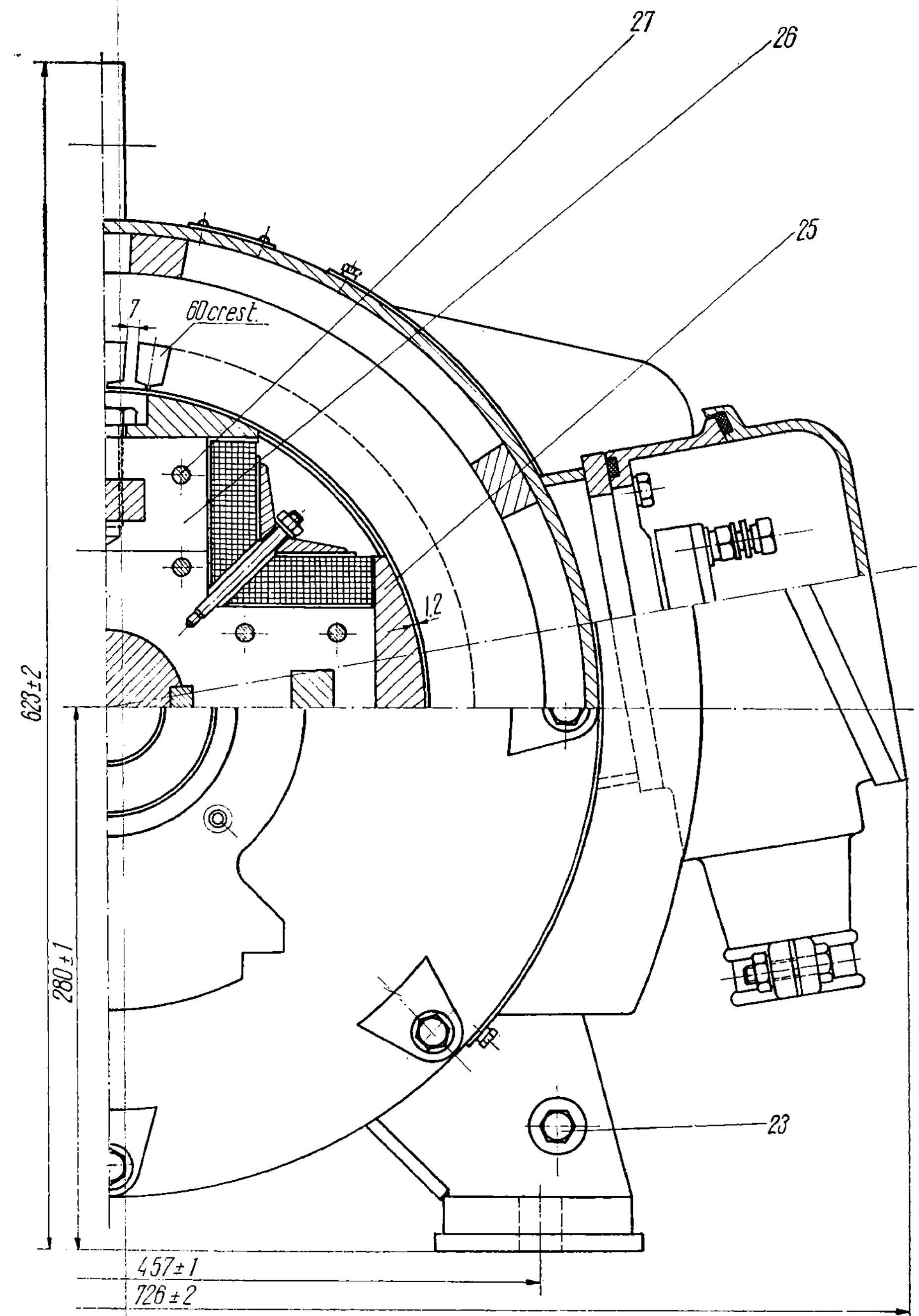


Fig. 5.1. Secţiune longitudinală şi transversală printr-un generator sincron tip TS de 80 KVA. 1500 rot

1 — carcasă; *2* — miezul feromagnetic al statorului; *3* — înfăşurarea statorului; *4* — rotor; *5* — bobină de excitaţie; *6* — ax (arbore); *7* — pană de ax A 18×11×125; *8* — rulment cu bile 314; *9* — rulment cu role 32314; *10* — in
15 — căpăcel exterior cu bucşe; *16* — cutie de borne; *17* — şurubul de fixare a piesei polare M 20×55; *18* — ventilator; *19* — bulonul de fixarea căpăcelelor; *20* — inelul de siguranţă R 10; *21* — piuliţe de fixare
26 — miezul feromagnetic al rotorului; *27* — tijă de fixare a tolelor rotorului.



1. Secţiune longitudinală şi transversală printr-un generator sincron tip TS de 80 KVA. 1500 rot/min, 50 Hz:
ţie; *6* — ax (arbore); *7* — pană de ax A 18×11×125; *8* — rulment cu bile 314; *9* — rulment cu role 32314; *10* — inele de contact; *11* — cutia inelelor de contact; *12* — scut; *13* — inel de siguranţă R 10; *14* — şurub prindere scut M 10×35; *18* — ventilator; *19* — bulonul de fixarea căpăcelelor; *20* — inelul de siguranţă R 10; *21* — piuliţe de fixare; *22* — port-peria cu perie; *23* — şurub de punere la pămînt M 8 × 20; *24* — căpăcel interior; *25* — piesă polară; *26* — miezul feromagnetic al rotorului; *27* — tijă de fixare a tolelor rotorului.

se realizează sub formă de bobine prefabricate şi se introduc radial în crestături. Conductoarele înfăşurării se execută din cupru, izolat cu bumbac, hîrtie, micabandă etc., în funcţie de clasa de izolaţie a înfăşurării. La turbogeneratoare, capetele de bobină din indus sînt foarte lungi şi trebuie consolidate mecanic pentru a nu se deforma sub acţiunea forţelor care se produc la scurtcircuitul brusc al maşinii.

Inductorul. La maşina cu polii înecaţi, inductorul îl formează rotorul şi se realizează dintr-un cilindru masiv de oţel magnetic în care se frezează crestăturile; la maşinile de puteri mici (de ordinul kVA) inductorul se poate realiza şi din tole de dinam de 0,5 sau 1 mm grosime.

La maşina cu polii ieşiţi, miezul feromagnetic al inductorului se realizează din oţel magnetic masiv sau din tole, la fel ca în cazul maşinii de curent continuu. La motoarele sincrone cu pornire în asincron şi avînd lungimea arcului polar al piesei polare sub 25—30 cm, se prevede o înfăşurare de pornire în formă de colivie şi dispusă în piesele polare. La maşina de construcţie normală (cu inductorul în rotor) polii sînt fixaţi de butucul roţii polare prin coadă de rîndunică, buloane etc. (fig. 5.3). În cazul în care miezul polului formează corp comun cu butucul, piesele polare se construiesc separat şi se fixează de miezul polului prin buloane.

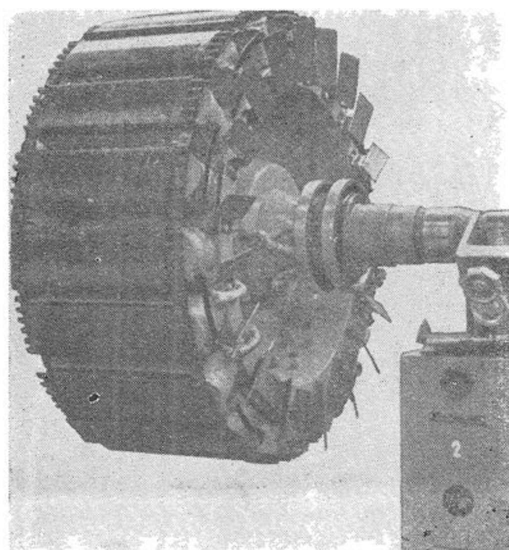
La maşina de construcţie inversată (cu inductorul în stator) polii inductori se fixează de carcasă prin buloane.

Înfăşurarea de excitaţie este repartizată în crestături la maşina cu polii plini; la maşina cu polii ieşiţi înfăşurarea de excitaţie se construieşte de tip concentrat, sub formă de bobine polare şi este aşezată pe polii inductori. Conductorul înfăşurării de excitaţie este din cupru, iar spirele sînt izolate cu bumbac, hîrtie, preşpan sau micabandă.

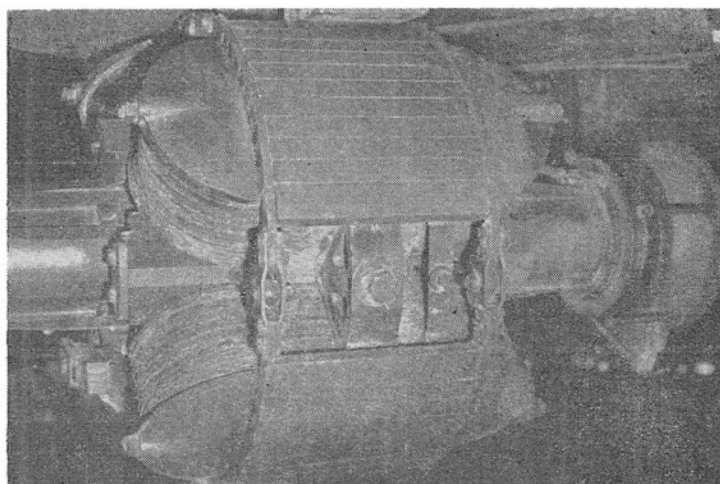
La maşina de construcţie normală, capetele înfăşurării de excitaţie sînt racordate la sistemul de excitaţie (la maşinile sincrone cu excitaţie statică) sau se conectează la două inele, aşezate pe ax; pe inele calcă două sau mai multe perii racordate prin conductoare la sistemul de excitaţie dispus în exteriorul inductorului. La maşina de construcţie inversată capetele înfăşurării de excitaţie se conectează la bornele înfăşurării de excitaţie prevăzute la cutia de borne.

5.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Dimensiunile principale ale maşinii sincrone, diametrul D al indusului de partea întrefierului şi lungimea ideală l_i se calculează în funcţie de puterea electromagnetică nominală aparentă pe pol; la turboalternatoare şi hidrogeneratoare de puteri mari ($S_n \gg 10$ MVA) — viteza periferică fiind limitată de caracteristicile mecanice ale materialelor utilizate, — diametrul rotorului este limitat superior [23,] [24].



a



b

5.3. Diferite construcţii ale rotorului maşinii sincrone cu polii ieşiţi: *a* — poli fixaţi prin buloane; *b* — polii fixaţi prin coadă de rîndunică.

a. **Puterea electromagnetică aparentă S_i, tensiunea electromotoare U_{e1} și numărul de poli $2p$.** *Puterea electromagnetică aparentă* a generatoarelor sincrone se determină din puterea aparentă

$$S_i \equiv mU_{e1}I = S_n \frac{U_{e1}}{U_{b1}}. \qquad (1)$$

Curentul nominal I pe fază se determină în funcție de puterea mașinii și de tensiunea la borne U_{b1} pe fază :
— la generatoare :

$$I = \frac{S_n}{mU_{b1}}; \qquad (2)$$

— la motoare :

$$I = \frac{P_n}{mU_{b1}\eta \cos\varphi}. \qquad (3)$$

În figura 5.4 este reprezentat randamentul turboalternatoarelor și randamentul motoarelor sincrone în funcție de puterea nominală, la mașini construite.

Tensiunea electromotoare U_{e1} pe fază, în ipoteza că se neglijează componenta activă a căderii de tensiune RI din înfășurarea indusului, iar mașina debitează o putere reactivă la rețea, rezultă din relația :

$$U_{e1} \approx U_{b1} + X\,I \sin\varphi \qquad (4)$$

sau

$$\frac{U_{e1}}{U_{b1}} \approx 1 + \frac{x_\sigma I}{U_{b1}} \sin\varphi; \qquad (5)$$

se aproximează căderea de tensiune inductivă din înfășurarea indusului (produsă de fluxul de scăpări, X_σ fiind reactanța de scăpări pe fază a înfășurării) raportată la tensiunea la borne U_{b1} astfel :

$$\frac{X_\sigma I}{U_{b1}} \approx 0{,}12...0{,}2; \qquad (6)$$

ulterior, după ce s-a dimensionat înfășurarea, se verifică această cădere de tensiune. În ipoteza că $\frac{X_\sigma I}{U_{b1}} \approx 0{,}15$, iar $\cos\varphi \approx 0{,}8$ din relațiile (5) și (1), rezultă $S_i = 1{,}09\ S_n$.

Numărul de perechi de poli ai mașinii sincrone rezultă din relația :

$$p = \frac{f}{n}, \qquad (7)$$

în care f este frecvența tensiunii induse în Hz, iar n — turația sincronă în rot/s.

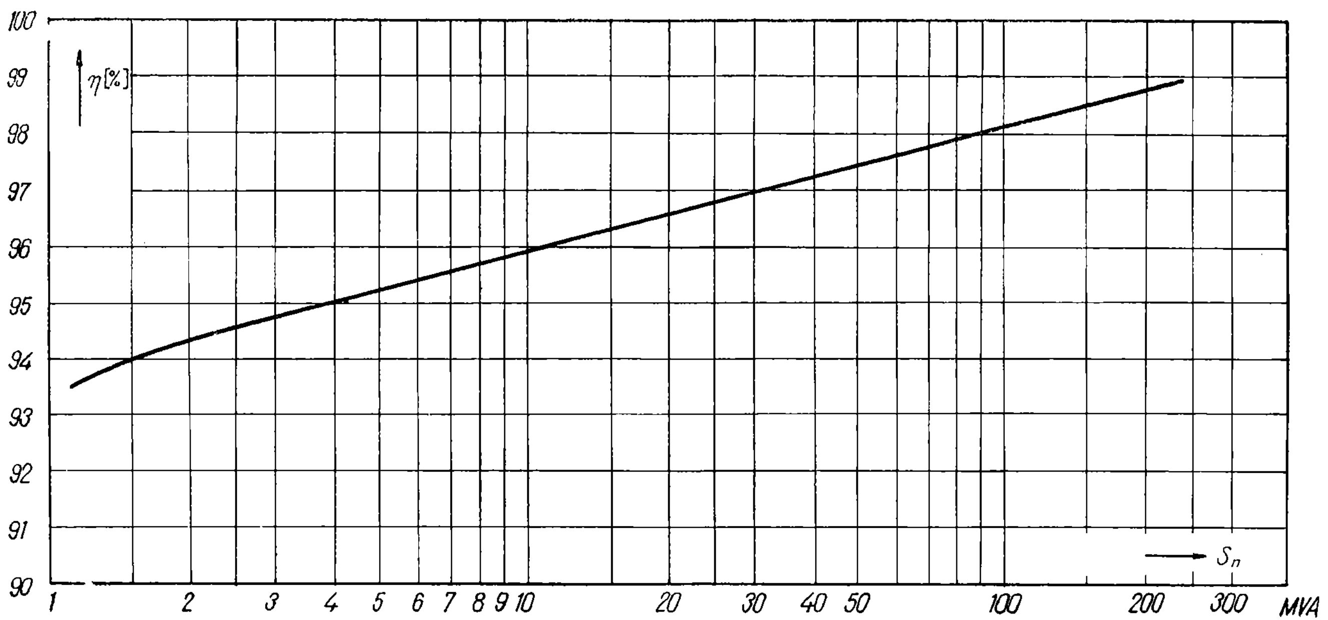


Fig. 5.4. Randamentul η în funcție de puterea nominală S_n la mașini sincrone construite.

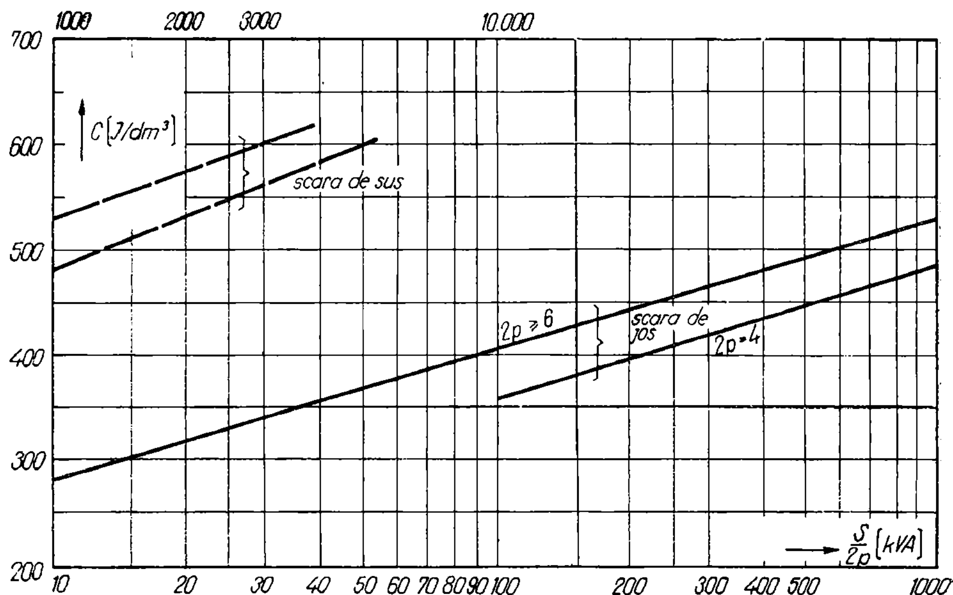


Fig. 5.5. Constanta de utilizare C a maşinilor sincrone în funcţie de puterea nominală pe pol $\frac{S}{2p}$.

b. **Diametrul D şi lungimea ideală l_i.** Între diametrul D al indusului măsurat de partea întrefierului, lungimea ideală l_i a indusului şi puterea electromagnetică aparentă S_i rezultă şi în cazul maşinii sincrone, relaţia :

$$S_i = \frac{\pi^3 \sqrt{2}}{4} n_1 D^2 l_i k_{w1} \frac{\alpha_i k_B}{1{,}11} A B_{\delta 1}, \tag{8}$$

obţinută pe aceeaşi cale ca în cazul maşinii asincrone [vezi relaţiile (8), (9), (10) din 4.2, *b*]; din această relaţie rezultă că volumul $\frac{\pi D^2 l_i}{4}$ depinde numai de puterea electromagnetică, turaţia sincronă, solicitările electrice şi magnetice şi tipul constructiv de maşină (prin factorul de înfăşurare k_{w1} şi factorul de putere cos φ).

Efortul tangenţial mediu σ are şi în acest caz expresia (11) din 4.2; constanta de utilizare a maşinii

$$C = \frac{S_n}{D^2 l_i n}, \tag{9}$$

exprimată în funcţie de puterea aparentă nominală este reprezentată grafic în figura 5.5. Cu valoarea lui C dedusă din figura 5.5, în funcţie de puterea pe pol, relaţia (9) cuprinde numai necunoscutele D şi l_i.

La *maşinile de puteri mari, viteza periferică limită* v_{max} reprezintă o condiţie restrictivă.

Viteza periferică a rotorului este limitată de solicitările mecanice admisibile care se produc în rotor.

La turbogeneratoarele sincrone de puteri foarte mari, viteza periferică limitată este sub 170 m/s, iar la hidrogeneratoare, viteza periferică limită în regimul nominal este în jur de 50 m/s. În acest caz, diametrul maxim al rotorului rezultă din relaţia:

$$D_r = \frac{v_{max}}{\pi n}; \tag{10}$$

se aproximează apoi lărgimea întrefierului în funcţie de puterea maşinii (pentru maşini de puteri pînă la 1 000 kVA, lărgimea întrefierului este pînă la 1 cm). În funcţie de diametrul rotorului D_r şi lărgimea întrefierului δ se calculează diametrul interior al indusului, după relaţia:

$$D = D_r + 2\delta. \tag{11}$$

Din relaţia (9) se determină apoi lungimea ideală l_i a maşinii.

La *maşinile de puteri mici şi mijlocii*, viteza periferică a rotorului are o valoare în general sub valoarea limită admisibilă; în acest caz dimensiunile principale ale maşinii se determină din relaţia (9) şi relaţia:

$$\frac{l_i}{\tau} = \lambda, \tag{12}$$

în care valoarea lui λ este determinată din condiţia ca volumul de conductor al înfăşurărilor din indus şi inductor (v. par. 2.3, *a* γ) să fie minim. Valorile optime pentru parametrul λ sînt cuprinse între 0,5 şi 2, funcţie de numărul de poli p; astfel:

$$\lambda_{optim} \approx 0{,}5\sqrt{p}. \tag{13}$$

La *maşinile sincrone cu moment de inerţie dat*, diametrul rotorului se determină din momentul de inerţie, dacă viteza periferică nu reprezintă o condiţie restrictivă. Expresia momentului de inerţie θ este:

$$\theta = \frac{\pi D_r^4}{64}\gamma l_i, \tag{14}$$

în care γ este densitatea rotorului. Din relaţiile (9), (11) şi (14) se determină diametrul D_r al rotorului, diametrul statorului şi lungimea ideală l_i a maşinii.

În funcţie de lungimea ideală se precizează numărul de canale radiale de răcire din indus şi se determină lungimea geometrică a miezului feromagnetic al maşinii. La maşina sincronă, lungimea geometrică a miezului inductor se ia aproximativ egală cu lungimea geometrică a miezului feromagnetic din indus.

5.3. SOLICITĂRILE ELECTRICE ŞI MAGNETICE ÎN MAŞINA SINCRONĂ

În maşina sincronă solicitările electrice şi magnetice (pătura de curent din indus, densităţile de curent, inducţiile magnetice în întrefier — în dinţii indusului — în miezul polilor inductori şi în juguri) sînt determinate de caracteristicile de funcţionare, de pierderi, de randament, de preţul de cost al maşinii şi de posibilităţile tehnice de răcire şi de execuţie.

Inducţia magnetică în întrefier are valori mai reduse la maşina sincronă, pentru a rezulta o înfăşurare de excitaţie care să poată fi dispusă în spaţiul disponibil din inductor; de valoarea inducţiei magnetice în întrefier depind şi valorile inducţiilor în dinţi, în poli şi în juguri. Valorile inducţiei în întrefier, sînt mai mari la maşinile cu polii ieşiţi decît la maşinile cu polii înecaţi, fiindcă la primele spaţiul disponibil pentru înfăşurarea de excitaţie este mai mare. Valorile inducţiei în întrefier la maşini sincrone construite sînt :

— la maşinile cu poli înecaţi : $0{,}5 \leqslant B_{\delta 1} \leqslant 0{,}8$ T;

— la maşinile cu poli ieşiţi : $0{,}6 \leqslant B_{\delta 1} \leqslant 0{,}9$ T. (15)

În figura 5.6 este reprezentată inducţia magnetică în întrefier în funcţie de puterea maşinii.

Valorile inducţiei magnetice în dinţi şi în juguri sînt dependente de factorul de putere nominal al maşinii; la maşinile construite pentru $\cos\varphi = 0{,}7...$ $...0{,}8$ valorile inducţiei în diferitele zone ale miezului sînt :

— în jugul indusului... 1... 1,4 T;
— în dinţii indusului (valoarea aparentă maximă)... 1,6...2 T;
— în polii ieşiţi ... 1,2...1,45 T;
— în jugul inductor (din tole sau oţel turnat) la maşina cu polii ieşiţi... 1...1,35 T;
— în dinţii inductorului la maşina cu poli înecaţi:
  — dinţi înguşti... 1,8... 2,2 T;
  — dinţi mari... 1,4...1,7 T;
— în jugul inductor la maşina cu poli înecaţi ...1...1,5 T.

La maşinile fără forţarea excitaţiei, la maşinile care funcţionează cu factor de putere $\cos\varphi \approx 1$ respectiv la maşinile mari, valorile inducţiei se aleg spre limitele superioare.

Pătura de curent are valori mai ridicate la maşinile sincrone cu polii ieşiţi, condiţiile de răcire fiind mai bune şi la maşinile sincrone cu răcire directă; limitele valorilor păturilor de curent sînt următoarele :

— la maşinile cu poli înecaţi răcite cu aer: $200 \leqslant A \leqslant 350$ A/cm;
— la maşinile cu polii ieşiţi: $300 \leqslant A \leqslant 550$ A/cm;
— la maşinile de puteri foarte mari cu răcire directă: $400 \leqslant A \leqslant 2\,000$ A/cm.

De pătura de curent depinde reactanţa de scăpări a maşinii, care, la rîndul său, limitează curentul de scurtcircuit supratranzitoriu prin maşină;

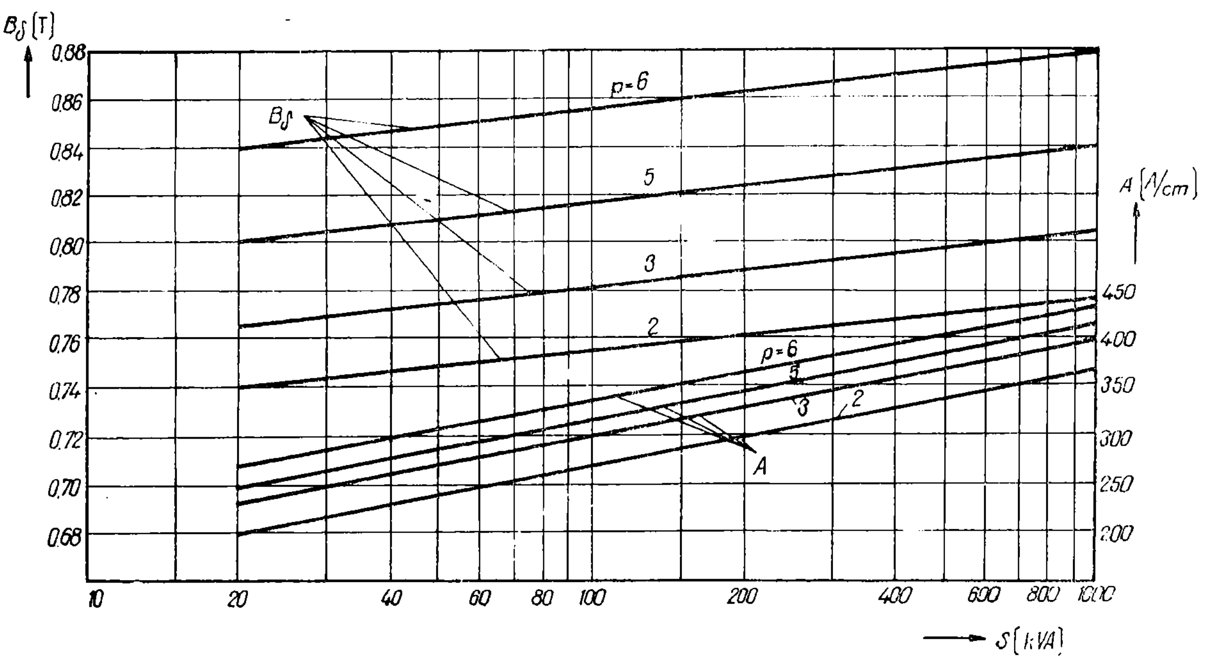


Fig. 5.6. Inducția magnetică în întrefier și pătura de curent în funcție de puterea mașinii.

reactanţa de scăpări (în unităţi relative), este limitată la valoarea 0,13...0,15 şi variază proporţional cu pătura de curent.

În figura 5.6 este reprezentată pătura de curent în funcţie de puterea maşinii.

Densitatea de curent în înfăşurările indusului maşinii sincrone se determină astfel încît căderea de temperatură în stratul de izolaţie dintre conductor şi crestătură să nu depăşească $\vartheta_{iz} \approx 25...30$ °C (în funcţie de clasa de izolaţie). Încălzirea stratului de izolaţie este dată de relaţia:

$$\vartheta_{iz} = \frac{k_u \rho J^2 b_c}{2\lambda_{iz}} \Delta_{iz}; \tag{18}$$

în care:

Δ_{iz} este grosimea izolaţiei;
λ_{iz} — conductivitatea termică a izolaţiei;
b_c — lărgimea crestăturii;
k_u — factorul de umplere al crestăturii (egal cu 0,3...0,5 pentru conductor de cupru);
ρ — rezistivitatea conductorului.

Din această relaţie se calculează densitatea de curent:

$$J = \sqrt{\frac{2\vartheta_{iz} \lambda_{iz}}{\rho b_c \Delta_{iz} k_u}}. \tag{19}$$

Pentru înfăşurări din cupru ($\rho \approx 0{,}02\ \Omega\ \mathrm{mm^2/m}$) cu izolaţia de clasa *B* (cu $\lambda_{iz} = 0{,}17$ W/m°C), cu $\Delta_{iz} = 1{,}5$ mm (pentru maşini pînă la 500 V), cu $k_u = 0{,}5$ şi $\vartheta_{iz} = 25$°C rezultă la $b_c = 2$ cm

$$J = \sqrt{\frac{2.25 \cdot 0{,}17}{0{,}02 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5}}\ \mathrm{A/m^2} \approx 5{,}3\ A/\mathrm{mm^2}. \tag{20}$$

Astfel, densitatea de curent are următoarele valori:

— în înfăşurările de joasă tensiune din indus .... $J = 4...6\mathrm{A/mm^2}$;
— în înfăşurări de înaltă tensiune din indus ...... $J = 2...3\mathrm{A/mm^2}$;
— în înfăşurările de excitaţie .... $J = 2{,}5\ ...4\mathrm{A/mm^2}$.

Densitatea de curent în înfăşurarea indusului se poate determina şi din condiţia ca pierderile p_{sl} pe unitatea de suprafaţă laterală a indusului de partea întrefierului să fie sub 50 W/dm² — la maşinile foarte bine ventilate — şi sub 20 ... 36 W/dm² la maşinile ventilate normal; pierderile pe unitate de suprafaţă laterală p_{sl} sînt:

$$p_{sl} = \frac{P_{Jc}}{\pi D l} = \frac{2m\rho w J^2 l s_c}{\pi D l} = \rho J A, \tag{21}$$

în care s-a ţinut seama că $Js_c = I$, iar $A = \frac{2mwI}{\pi D}$; pentru conductor de cupru şi $A = 500$ A/cm, rezultă:

$$J \leqslant \frac{p_{sl}}{\rho A} = \frac{50 \cdot 10^2}{0{,}02 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^2} \cdot 10^{-6}\ A/\mathrm{m^2} = 5A/\mathrm{mm^2}.$$

În consecință, produsul JA trebuie să satisfacă condițiile :

$$1\,000 \leqslant JA \leqslant 1\,800\ \text{A/mm}^2\ \text{A/cm la maşinile ventilate normal;}$$
$$JA \leqslant 2500\ \text{A/mm}^2\ \text{A/cm la maşinile foarte bine ventilate.} \quad (22)$$

5.4. CALCULUL ÎNFĂŞURĂRII INDUSULUI

La maşinile sincrone de puteri mijlocii şi mari, înfăşurarea indusului se execută de obicei în două straturi, iar calculul lor se efectuează după relaţiile prezentate în 4.5,*a* la maşina asincronă. Diminuarea armonicilor din curba cîmpului magnetic, respectiv din curba tensiunii electromotoare induse, reprezintă o problemă de care se ţine seama la alegerea tipului de înfăşurare. În continuare se prezintă îndeosebi particularităţile de calcul ale înfăşurărilor turbogeneratoarelor, respectiv hidrogeneratoarelor.

La turbogeneratoare, numărul de crestături pe pol şi fază are valoarea $q = 6...8$; înfăşurarea se execută în două straturi, iar capetele de bobină se dispun în coroană (după o suprafaţă conică), în vederea reducerii pierderilor suplimentare în piesele de strîngere ale miezului. Înfăşurarea se execută cu pas scurtat, de obicei $Y = 0{,}82\tau$, pentru a se micşora factorul de înfăşurare al armonicilor, consumul de material conductor şi pierderile de suprafaţă din rotor.

Pasul crestăturilor indusului la turbogeneratoarele trifazate este cuprins între limitele : $3 \leqslant t_1 \leqslant 7$ cm; raportul dintre lărgimea crestăturii şi pasul crestăturii — determinat din condiţia ca valoarea maximă a inducţiei aparente în dinte să nu depăşească limita admisibilă — are valoarea $\frac{b_c}{t_1} = 0{,}4...0{,}5$.

Înălţimea crestăturii variază în limite largi de la 3 cm, la maşinile de puteri mici, pînă la 16 cm la turbogeneratoarele mari, iar raportul dintre înălţimea şi lărgimea crestăturii are valoarea :

$$\frac{h_c}{b_c} = 3...4 \text{ la maşinile de puteri mijlocii;}$$

$$\frac{h_c}{b_c} = 7...8 \text{ la turbogeneratoarele mari.}$$

La hidrogeneratoare, înfăşurarea se execută fie într-un strat, capetele de bobină fiind dispuse în etaje, fie în două straturi cu număr întreg, respectiv fracţionar (pentru $q < 4$) de crestături pe pol şi fază. Numărul de căi de curent în paralel se alege în funcţie de curentul pe fază. La înfăşurarea cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază, factorii de înfăşurare corespunzători armonicilor sînt mai mici decît în cazul înfăşurării cu q întreg. La alegerea numărului de crestături pe pol şi fază trebuie să se ţină seamă de faptul că statoarele de diametru mare se execută secţionate (în două sau mai multe părţi), pentru a se uşura transportul, respectiv montajul lor.

Din condiţia ca numărul de bobine pe fază şi pe calea de curent să fie acelaşi, rezultă la înfăşurările într-un strat, ecuaţia

$$\frac{Z}{2ma} = \text{număr întreg}, \tag{23}$$

a fiind numărul de căi de curent; pentru $a = 1$ rezultă că pq = număr întreg.

Pentru ca tensiunile electromotoare rezultante induse pe fază să fie defazate cu $\frac{2\pi}{m}$ şi egale, trebuie ca:

$$\frac{Z}{mt} = \text{număr întreg}, \tag{24}$$

t fiind cel mai mare divizor comun al numărului de perechi de poli p şi al numărului de crestături Z; t este egal cu numărul de raze suprapuse care se obţin la construirea stelei tensiunilor crestăturilor.

Înfăşurările cu q fracţionar se pot construi numai pentru numere de poli diferite de un multiplu întreg al numărului de faze.

Deoarece trebuie să fie îndeplinită condiţia pq = număr întreg, rezultă că pentru p impar, cel mai mare divizor comun al lui Z şi p este $t = 1$. Înfăşurarea se comportă ca o înfăşurare care ar avea $\frac{Z}{2m} = \gamma$ crestături pe pol şi fază. Cînd γ este impar, toate bobinele unei faze trebuie conectate în serie, iar înfăşurarea se execută cu o singură cale de curent. Dacă γ este par, înfăşurarea se poate construi cu două căi de curent. Factorul de înfăşurare se calculează considerînd că înfăşurarea ar avea γ crestături pe pol şi fază.

Dacă p este un număr par, atunci cel mai mare divizor comun al lui Z şi p este 2, iar γ = număr impar. În consecinţă, toate bobinele unei faze se conectează în serie ($a = 1$). Factorul de înfăşurare se calculează din raportul t.e.m. rezultante — determinată grafic din steaua tensiunilor crestăturilor — şi suma algebrică a tensiunilor induse în bobine.

Pasul crestăturilor la maşinile cu poli aparenţi este cuprins între limitele

$$2{,}5 \leqslant t_1 \leqslant 6{,}5 \text{ cm};$$

raportul dintre înălţimea şi lărgimea crestăturii este $\frac{h_c}{b_c} = 3...6$, iar înălţimea crestăturii este $h_c = 3...10$ cm.

Înfăşurările maşinilor sincrone se execută uzual cu conductor din cupru; numărul de spire, secţiunea conductorului şi dimensiunile crestăturii se determină după relaţiile (30), (36), şi (38), cap. 4.

În cazul în care aria secţiunii conductorului depăşeşte 30 mm^2, înfăşurarea se execută cu mai multe conductoare în paralel izolate între ele şi transpuse în vederea micşorării pierderilor suplimentare.

Inductivitatea de scăpări şi rezistenţa pe fază a înfăşurării se calculează după relaţiile din 1.3.2, b şi 1.3.3.3.

5.5. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI; DIMENSIUNILE PRINCIPALE ALE INDUSULUI ŞI INDUCTORULUI

La maşina sincronă, *lărgimea întrefierului echivalent* se determină din condiţia ca maşina să aibă o anumită reactanţă sincronă longitudinală; de reactanţa sincronă depinde stabilitatea statică a maşinii, capacitatea de suprasarcină, curentul de scurtcircuit în regim permanent şi dimensiunile înfăşurării de excitaţie. Valorile uzuale ale reactanţei sincrone longitudinale sînt date în tabela 5.1, pentru fiecare tip de maşină sincronă.

Reactanţa sincronă longitudinală x_d este egală cu suma reactanţei de scăpări x_σ şi a reactanţei longitudinale x_{ad} (corespunzătoare fluxului de reacţie din axa longitudinală):

$$x_d = x_\sigma + x_{ad}; \tag{24}$$

aproximînd pe $x_\sigma = 0{,}06\ x_{ad}$ rezultă:

$$x_{ad} = \frac{1}{1{,}06}\, x_d. \tag{25}$$

Prin urmare, pentru o valoare dată a reactanţei sincrone longitudinale x_d, rezultă o anumită valoare, pentru reactanţa longitudinală x_{ad}.

Reactanţa longitudinală x_{ad} în unităţi relative are expresia:

$$x_{ad} = \frac{X_{ad}}{U_{bn}/I_n}; \tag{26}$$

X_{ad}, U_{bn} şi I_n se exprimă în funcţie de dimensiunile maşinii astfel:

$$X_{ad} = 2\pi f \frac{m}{2}\,\frac{4}{\pi}\,\frac{2}{\pi}\,\frac{\mu_0}{2\delta'}\,\frac{(wk_w)^2}{p}\,k_d\tau l_i, \tag{27}$$

$$U_{bn} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}}\,\frac{2}{\pi}\,\tau l_i w k_w B_{\delta 1}, \tag{28}$$

$$I_n = \frac{2p\tau A}{2mw}, \tag{29}$$

în care δ' este lărgimea întrefierului maşinii echivalente, cu armăturile netede şi permeabilitatea magnetică a miezului infinită (corespunzătoare maşinii nesaturate).

Înlocuind pe X_{ad}, U_{bn} şi I_n în expresia reactanţei x_{ad}, rezultă:

$$x_{ad} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\,\mu_0\,\frac{k_d k_w}{\delta'}\,\frac{A}{B_{\delta 1}}\,\tau. \tag{30}$$

Din relaţia de mai sus rezultă lărgimea echivalentă a întrefierului:

$$\delta' = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\,\mu_0\,\frac{k_d k_w}{x_{ad}}\,\frac{A}{B_{\delta 1}}\,\tau; \tag{31}$$

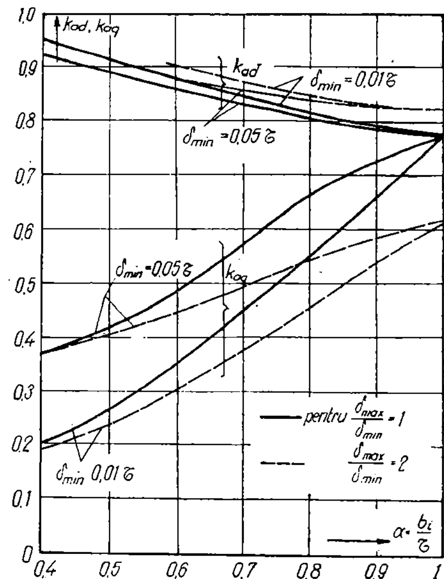


Fig. 5.7. Factorii k_{ad} şi k_{aq} în funcţie de acoperirea polară.

Fie $k_f = \frac{B_{\delta 1}}{B_\delta}$ — factorul de formă al cîmpului inductor (definit ca raportul dintre fundamentala cîmpului $B_{\delta 1}$ şi valoarea maximă a cîmpului B_δ în întrefier), iar $k_{ad} = \frac{k_d}{k_f}$ — factorul de raportare după axa longitudinală; cu aceste notaţii, relaţia (31) devine :

$$\delta' = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_{ad} k_w}{x_{ad}} \frac{A}{B_\delta} \tau. \tag{32}$$

Valoarea factorului k_{ad} rezultă din figura 5.7, în care s-au reprezentai curbele k_{ad} şi k_{aq} în funcţie de acoperirea polară α pentru diferite valort ale parametrilor $\frac{\delta_{min}}{\tau}$ şi $\frac{\delta_{max}}{\delta_{min}}$.

Lărgimea întrefierului real se calculează raportînd lărgimea întrefierului echivalent la factorul Carter :

$$\delta = \frac{\delta'}{k_C} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_{ad} k_w}{x_{ad}} \frac{1}{k_C} \frac{A}{B_\delta} \tau, \tag{33}$$

în care k_C este factorul Carter [relaţia (11) din 1.2, *b*] egal cu produsul factorilor Carter k_{C1} şi k_{C2} pentru indus şi inductor, dacă ambele armături sînt crestate.

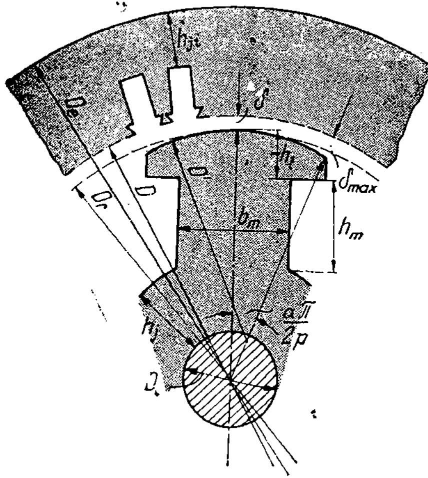


Fig. 5.8. Schiţa piesei polare la maşina cu întrefier variabil.

La hidrogeneratoare cu întrefierul constant sub piesa polară, în ipoteza că : $x_{ad} = 0,65$, $k_C = 1,1$, $k_w = 0,91$, $\alpha = 0,72$, şi $k_{ad} = 0,84$ rezultă :

$$\delta \approx 0,6 \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \tag{34}$$

cu A în $\frac{A}{\text{cm}}$, τ în cm iar B_δ în Gs.

La turbogeneratoare, în ipoteza că $x_{ad} = 1,5$ $k_C = 1,15$, $k_w = 0,925$ şi $k_{ad} = 1$ rezultă :

$$\delta \approx 0,3 \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \tag{35}$$

cu aceleaşi unităţi de măsură pentru A, τ şi B_δ ca mai sus.

La maşinile sincrone cu polii ieşiţi, lărgimea întrefierului la marginile piesei polare se construieşte mai mare (v. fig. 5.8) încît :

$$\delta_{max} = (1,5 \ldots 2,5)\, \delta, \tag{36}$$

pentru a rezulta o curbă a cîmpului magnetic cît mai apropiată de o sinusoidă; în acest caz, lărgimea întrefierului în axa piesei polare se determină după relaţia :

$$\delta \approx (0,4 \ldots 0,45) \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \tag{37}$$

cu A, τ şi B_δ în unităţile de măsură ca mai sus.

Diametrul exterior al indusului maşinii sincrone de construcţie normală se calculează după relaţia :

$$D_e = D + 2h_c + 2h_{ji}, \tag{38}$$

în care înălţimea crestăturii h_c s-a determinat odată cu dimensionarea crestăturii, iar h_{ji} se calculează din relaţia :

$$h_{ji} = \frac{\Phi}{2B_{ji}l_m}; \tag{39}$$

l_m — lungimea netă a miezului feromagnetic — se calculează în funcţie de lungimea geometrică l_g a indusului, factorul de umplere k_{Fe} (v. tabela 3.4), numărul de canale radiale n_c şi lărgimea lor b_c :

$$l_m = k_{Fe}(l_g - n_c b_c). \tag{40}$$

Diametrul exterior D_r *al inductorului* rezultă din relaţia :

$$D_r = D - 2\delta; \tag{41}$$

la maşina cu polii ieşiţi şi întrefier neuniform, piesa polară se înscrie în cercul de diametru D' (v. fig. 5.8) calculat după relaţia :

$$D' = \frac{(D-2\delta_{max})^2 + (D-2\delta_{min})^2 - 2(D-2\delta_{min})(D-2\delta_{max})\cos\frac{\alpha\pi}{2p}}{2(D-2\delta_{min}) - 2(D-2\delta_{max})\cos\frac{\alpha\pi}{2p}}, \tag{42}$$

în care α este acoperirea polară, a cărei valoare se ia aproximativ egală cu 0,7...0,8.

Diametrul interior al inductorului la maşina cu polii ieşiţi se calculează după relaţia :

$$D_i = D - 2\delta - 2h_t - 2h_m - 2h_j. \tag{43}$$

Înălţimea piesei polare h_t se determină după relaţia (69), cap. 2 stabilită din condiţia ca inducţia magnetică în cornul piesei polare să nu depăşească o anumită valoare; la motoarele sincrone prevăzute cu înfăşurare de pornire, se dimensionează mai întîi colivia de pornire (v. 5.8).

Lăţimea polului b_m se calculează după relaţia (68), cap. 1.

Înălţimea b_m a polului inductor se determină mai întîi aproximativ astfel încît în spaţiul liber dintre poli să poată fi dispusă înfăşurarea de excitaţie. În figura 5.9 sînt reprezentate curbe pentru predeterminarea înălţimii h_m a polului inductor la maşina cu polii ieşiţi şi înălţimea h_c a crestăturii rotorului (la maşina cu poli înecaţi). Diametrul interior al inductorului maşinii cu poli înecaţi se calculează după relaţia :

$$D_i = D - 2\delta - 2h_c - 2h_j. \tag{44}$$

Înălţimea jugului inductor h_j se determină astfel încît inducţia magnetică B_j în această zonă să fie în limitele admisibile :

$$h_j = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{2B_j l_p}, \tag{45}$$

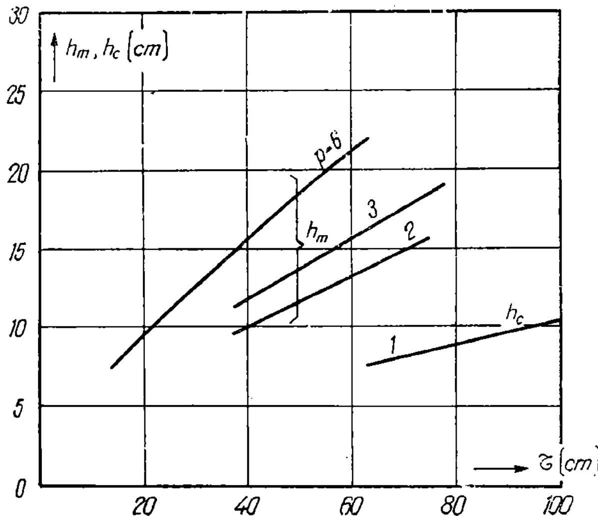


Fig. 5.9. Înălţimea miezului polului, respectiv înălţimea crestăturii înfăşurării de excitaţie la maşina sincronă.

în care l_p este lungimea axială netă (fără izolaţie) a jugului inductor — egală cu lungimea polului. Fluxul de scăpări Φ_σ la maşina cu polii ieşiţi se calculează după 1.3.2., *a*, relaţia (55).

5.6. CARACTERISTICILE MAGNETICE ALE MAŞINII SINCRONE

Predeterminarea caracteristicilor magnetice la funcţionarea în gol şi în sarcină la maşina sincronă este necesară pentru determinarea solenaţiei de excitaţie şi a caracteristicilor de funcţionare ale maşinii.

a. **Caracteristica magnetică la funcţionarea în gol a maşinii sincrone cu polii ieşiţi; determinarea caracteristicii în sarcină.** Caracteristica magnetică în gol a maşinii sincrone se determină după metoda expusă în 1.3.1. Se reprezintă grafic caracteristicile magnetice parţiale (a indusului, a inductorului), dreapta fluxului de scăpări de la pol la pol şi caracteristica magnetică în gol. Fluxul de scăpări se calculează după relaţia (55), cap. 1.

Caracteristica magnetică la funcţionarea în sarcină a maşinii sincrone cu polii ieşiţi se determină pentru un factor de putere dat, ţinînd seama de reacţia indusului şi de saturaţia polilor inductori datorită fluxului de scăpări.

Se reprezintă grafic vectorul complex al curentului $\underline{I}$ şi vectorii complecşi $\underline{U}_b$, $\underline{RI}$ şi $j\underline{X_\sigma I}$ (v. fig. 5.10), luînd punctul de origine A pe axa absciselor (axa tensiunilor magnetice). Se calculează solenaţia de reacţie transversală a indusului, raportată la inductor şi la factorul cos ψ (unghiul ψ nefiind încă cunoscut.

$$\frac{\theta_{fq}}{\cos\psi} = k_{aq}\theta_2, \qquad (46))$$

Fig. 5.10. Determinarea caracteristicii magnetice în sarcină a maşinii sincrone cu poli ieşiţi.

unde k_{aq} se determină din figura 5.7, iar θ_2 din relaţia :

$$\theta_2 = 0,9\, m \frac{wk_w}{p} I, \tag{47}$$

în care :

m este numărul de faze;
w — numărul de spire pe fază;
k_w — factorul de înfăşurare al indusului.

Din caracteristica magnetică în gol $\Phi(F)$ se determină la $k_{aq}\theta_2$, căderea de tensiune $\frac{X_{aq}I_q}{\cos\psi} = X_{aq}\underline{I}$, care se reprezintă grafic în diagrama tensiunilor în prelungirea vectorului complex $jX_\sigma\underline{I}$, obţinîndu-se punctul C. Unind pe A cu C se determină unghiul ψ şi, prin urmare, direcţia t.e.m. indusă de fluxul longitudinal. Perpendiculara din punctul B pe dreapta (AC) determină vectorul complex $\underline{U}_{el}$, care reprezintă t.e.m. rezultantă din axa longitudinală.

Corespunzător t.e.m. U_{el} se determină din caracteristica magnetică parţială a indusului $\Phi(F_i)$ la $\overline{EF} = \overline{AD}$, tensiunea magnetică F_i.

Se calculează solenaţia de reacţie longitudinală raportată la inductor:

$$\theta_{fl} = k_{ad}\theta_2 \cos \psi \tag{48}$$

cu factorul k_{ad} determinat din figura 5.7, iar unghiul ψ — din diagrama tensiunilor şi se adună la tensiunea magnetică $F_i = \overline{OF}$, obţinîndu-se punctul G pe axa absciselor. Corespunzător tensiunii magnetice $\overline{FG}$ se determină fluxul de scăpări Φ_σ, care se adună la fluxul util Φ, corespunzător t.e.m. U_{el}, obţinîndu-se punctul M. Paralela la axa absciselor prin M, intersectează caracteristica $\Phi(F_I)$ în punctul N, determinînd astfel tensiunea magnetică $F_I = \overline{MN}$ a inductorului.

Solenaţia de excitaţie la funcţionarea în sarcină a maşinii este:

$$\theta_e = F_i + \theta_{fl} + F_I. \tag{49}$$

Punctul Q (θ_e, Φ_r) corespunzător fluxului magnetic rezultant din maşină, proporţional cu t.e.m. rezultantă $|\underline{U}_{er}| = |\underline{U}_b + \underline{RI} + j\underline{X_\sigma I}|$, reprezintă un punct al caracteristicii magnetice în sarcină.

Punctul $R(\theta_e, U_b)$ reprezintă un punct al caracteristicii în sarcină. Reluînd construcţia grafică pentru altă valoare a tensiunii U_b şi aceleaşi valori ale curentului I şi defazajului φ, se determină alte puncte ale caracteristicii la funcţionarea în sarcină.

b. **Caracteristica magnetică în gol a maşinii sincrone cu polii înecaţi; determinarea caracteristicii magnetice la funcţionarea în sarcină.** Înfăşurarea de excitaţie a maşinii sincrone cu polii înecaţi fiind repartizată, curba cîmpului magnetic din întrefier se apropie mai mult de o sinusoidă; datorită acestui fapt fluxul magnetic pe pasul de dinte diferă de la dinte la dinte, iar dinţii mari sînt situaţi în zona în care cîmpul magnetic în întrefier este maxim la funcţionarea în gol.

Caracteristica magnetică la funcţionarea în gol se determină pe baza a două caracteristici magnetice calculate separat, conform metodei expusă în 1.3.1, pentru diferite valori ale inducţiei magnetice în întrefier, considerînd o linie de cîmp închisă, care trece prin dintele de grosime mare (fig. 5.11, *a*) curba Γ_a, respectiv dintele îngust (curba Γ_b). Se presupune mai întîi că fluxul de scăpări al inductorului este neglijabil. Se obţine astfel caracteristica magnetică în gol a dinţilor mari, respectiv a dinţilor înguşti şi se reprezintă grafic $B_\delta(F)$ pentru cele două linii de cîmp considerate (fig. 5.12), pe baza tabelelor 1.1. calculate.

De observat că la calculul tensiunii magnetice în întrefier, factorul Carter pentru inductor are valori diferite după cum curba Γ trece prin dintele mare sau dintele îngust.

Pentru diferite valori ale solenaţiei de excitaţie se calculează, în funcţie de solenaţia pe crestătură, curba tensiunii magnetice $V(x)$ (în fig. 5.11 s-a considerat solenaţia de excitaţie repartizată uniform):

$$V(x) = \int_0^x \vartheta \mathrm{d}x, \tag{50}$$

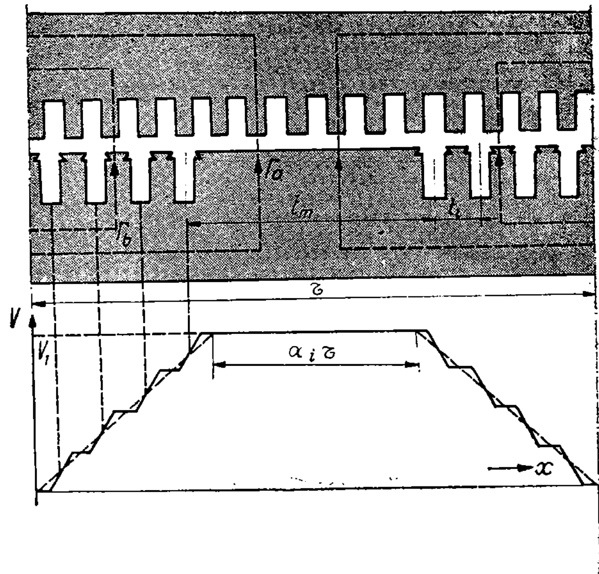


Fig. 5.11 Schema parţială desfăşurărată printr-o maşină cu poli înecaţi şi curba tensiunii magnetice.

în care $\vartheta = \frac{N_c i_e}{b_c}$ este solenaţia specifică (N_c este numărul de conductoare pe crestătură; b_c — deschiderea crestăturii). Se aproximează curba tensiunii magnetice printr-o curbă trapezoidală şi se determină fundamentala. Tensiunea magnetomotoare pentru un dinte la distanţa x este :

$$F_x = 2V_m \sin \frac{\pi}{\tau} x, \tag{51}$$

în care $V_m = 1{,}2\, V_1 \left(\text{pentru } \alpha_i = \frac{2}{3} \right)$ este amplitudinea fundamentalei tensiunii magnetice. Corespunzător acestor tensiuni magnetomotoare calculate pentru linii de cîmp care trec prin mijlocul dinţilor, se determină, din caracteristicile magnetice parţiale ale dinţilor (fig. 5.12), inducţia magnetică $B_{\delta x}$ în întrefier; se calculează apoi fluxul parţial al dinţilor înguşti (al căror pas este t_i) :

$$\Phi_i = 2t_i l_i \sum_{\nu} B_{\delta\nu}; \tag{52}$$

(ν fiind numărul dinţilor înguşti pe pasul polar), fluxul parţial al dintelui mare (al cărui pas este t_m)

$$\Phi_m = t_m l_i B_{im} \tag{53}$$

şi fluxul total pe pol :

$$\Phi = \Phi_i + \Phi_m. \tag{54}$$

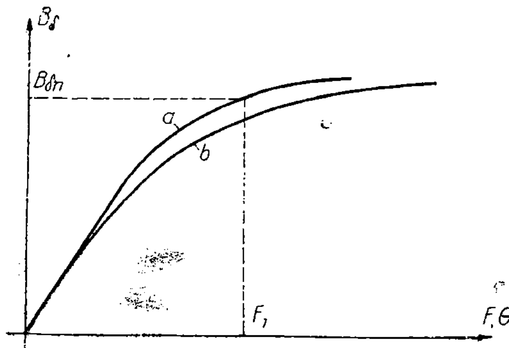


Fig. 5.12. Caracteristicile magnetice ale dinţilor:
a — pentru dintele de grosime mare; b — pentru dintele îngust.

Astfel se calculează valorile fluxului Φ corespunzătoare solenaţiilor θ (pe perechea de poli) alese iniţial (valorile se grupează într-o tabelă; vezi, de exemplu, tabela 5.2) şi se reprezintă grafic curba Φ (θ) în care $\theta = 2\int_0^{\tau/2} \vartheta dx$ este solenaţia de excitaţie de pe perechea de poli, care reprezintă caracteristica magnetică în gol pentru maşina fără flux de scăpări prin dinţi.

Tabela 5.2

Calculul caracteristicii magnetice la funcţionarea în gol a maşinii sincrone cu polii înecaţi

F	Dintele mare		Dinţii înguşti									Φ	U_e
	$B_{\delta m}$	Φ_m	F_1	$B_{\delta 1}$	F_2	$B_{\delta 2}$	......	F_ν	$B_{\delta\nu}$	$\sum_\nu B_{\delta\nu}$	Φ_i		
0,2 F_0													
0,4 F_0													
⋮													
2 F_0													

Pentru a determina caracteristica magnetică în gol cu considerarea fluxului de scăpări, se calculează mai întîi fluxul de scăpări după relaţia:

$$\Phi_\sigma = 2\mu_0 \frac{F_i}{q_R} l\lambda_{c,z}, \qquad (55)$$

în care:

F_i este tensiunea magnetică parţială a indusului [v. relaţia (24), cap. 1] calculată corespunzător valorii maxime a inducţiei în întrefier (inducţia în întrefier în axa dintelui mare);

l — lungimea axială a conductorului în crestătură;

$$\lambda_{c,z} = \lambda_c + \lambda_z; \qquad (56)$$

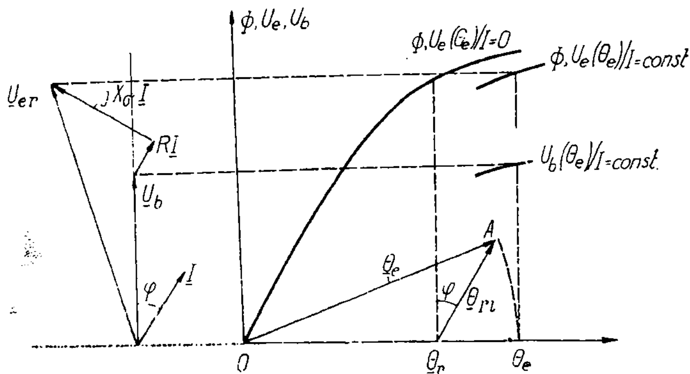


Fig. 5.13. Determinarea caracteristicii magnetice în sarcină a maşinii sincrone cu poli înecaţi.

λ_c este permeanţa specifică a crestăturii [v. relaţia (63) sau (67), cap. 1] şi λ_z — permeanţa specifică a capetelor de dinţi [v. relaţia (79), cap. 1]. În relaţia (55), q_R este numărul de crestături — bobinate — pe pol ale inductorului.

Fluxul de scăpări are aproximativ valoarea $\Phi_\sigma = (0{,}06...0{,}08)\ \Phi$ la funcţionarea în gol cu fluxul nominal Φ şi solicită îndeosebi dinţii mari şi jugul inductor; de influenţa sa asupra caracteristicii magnetice în gol se poate ţine seama astfel: caracteristica magnetică a dintelui mare se determină ţinînd seama de fluxul de scăpări Φ_σ după metoda prezentată în 1.3.1. Astfel se calculează caracteristicile magnetice parţiale $\Phi_m(F_i)$ şi $\Phi_m(F_I)$ a indusului şi inductorului şi împreună cu dreapta fluxului de scăpări $\Phi_\sigma(F_i)$ se construieşte grafic, punct cu punct, caracteristica magnetică a circuitului dinţilor mari, cu luarea în considerare a fluxului de scăpări.

Caracteristica magnetică la funcţionarea în sarcină a maşinii sincrone cu poli plini se determină din caracteristica magnetică în gol şi solenaţia de reacţie a indusului, neglijînd influenţa creşterii solenaţiei de excitaţie asupra fluxului de scăpări al inductorului. Se construieşte diagrama tensiunilor luînd în axa ordonatelor vectorul complex $\underline{U}_b$ al tensiunii la borne (fig. 5.13). Corespunzător valorii t.e.m. rezultante $\underline{U}_{er}$ se determină din caracteristica magnetică în gol $\Phi(F)$, respectiv din caracteristica la funcţionarea în gol $U_e(\theta)$, solenaţia rezultantă θ_r. Se adună apoi solenaţia de reacţie a indusului $\underline{\theta}_{ri}$, defazată faţă de verticală cu unghiul $\varphi(\underline{\theta}_{ri}$ este în fază cu curentul $\underline{I})$ şi se obţine prin unirea originii $\underline{O}$ cu extremitatea A a vectorului complex $\underline{\theta}_{ri}$, solenaţia de excitaţie θ_e. Punctul de coordonate (θ_e, Φ) reprezintă un punct al caracteristicii magnetice la funcţionarea în sarcină, iar punctul (θ_e, U_b) reprezintă un punct al caracteristicii în sarcină a maşinii sincrone cu polii înecaţi, la curentul I de funcţionare în sarcină şi defazajul φ.

5.7. CALCULUL ÎNFĂŞURĂRII DE EXCITAŢIE; DIMENSIONAREA PERIILOR ŞI INELELOR DE CONTACT

În funcţie de tensiunea aplicată la bornele înfăşurării de excitaţie, solenaţia de excitaţie, materialul conductorului şi lungimea spirei medii se calculează secţiunea conductorului, curentul de excitaţie şi numărul de spire după relaţiile (82), (83) şi (84), din cap. 2 stabilite la proiectarea înfăşurării de excitaţie-derivaţie a maşinii de curent continuu.

Înfăşurările de excitaţie ale maşinilor sincrone se execută din conductor de cupru, deoarece spaţiul disponibil pentru aceste înfăşurări este relativ redus la maşinile de construcţie normală.

Dimensionarea înfăşurărilor de excitaţie ale maşinilor cu polii ieşiţi se efectuează conform indicaţiilor date în 2.8, *a*.

Înfăşurarea de excitaţie a turbogeneratoarelor se dispune în crestăturile rotorului; uzual numai 2/3 din periferia rotorului prezintă crestături în care se dispune înfăşurarea de excitaţie. Dacă q_R este numărul de crestături bobinate pe pol din rotor, numărul de spire al înfăşurării de excitaţie trebuie să fie divizibil la numărul de crestături pe pol:

$$\frac{w_e}{q_R} = \text{număr întreg;} \tag{57}$$

numărul de conductoare pe crestătură este mai mic în crestăturile din zona neutră, pentru a rezulta o curbă a tensiunii magnetice mai apropiată de sinusoidă.

Schemele de izolaţie ale înfăşurărilor de excitaţie sînt indicate în anexa 4.

În cazul în care dimensiunile polilor inductori şi ale crestăturii inductorului nu corespund cu cele adoptate anterior în 5.5, pentru care s-au calculat caracteristicile magnetice, se recalculează aceste caracteristici cu noile dimensiuni ale inductorului.

La maşinile sincrone de construcţie normală şi excitate din exterior se utilizează perii metalografitate, ale căror caracteristici sînt indicate în tabela 1.6.

În funcţie de densitatea de curent prin perie se calculează aria secţiunii periilor care calcă pe un inel:

$$S_{pe} = \frac{i_c}{J_{pe}}. \tag{58}$$

Dimensiunile periei sînt standardizate (STAS 4199-53). Se alege numărul de tije pe inel (la maşinile mici se utilizează o singură tijă cu două perii — situate de o parte şi de alta a tijei) şi se precizează numărul de perii. Se determină aria secţiunii unei perii şi se stabilesc dimensiunile periilor.

Diametrul exterior D_i al inelului se calculează în funcţie de diametrul axului maşinii, grosimea butucului, grosimea izolaţiei şi uzura estimată; la maşinile mici, grosimea radială a inelului este de 0,5...1,5 cm.

Lățimea l_{gi} a inelului se dimensionează în funcție de lățimea periei, jocul axial al rotorului și precizia de montaj a periilor față de inele; uzual, lățimea inelului este cu 0,5 cm mai mare decît lățimea periei.

Inelele se verifică la încălzire după relația:

$$\vartheta_i = \frac{P_{pe} + P_{fpe}}{\pi D_i l_{gi} \alpha_i}; \tag{59}$$

P_{pe} și P_{fpe} se determină după relațiile (152) și (158), din 1.3.3.4, iar coeficientul α_i de transmisia căldurii se ia aproximativ egal cu cel rezultat din relația (214) dată în 1.3.5.1 pentru colectoare, în care se consideră v_k egală cu viteza periferică a inelului.

5.8. CALCULUL COLIVIEI MOTOARELOR SINCRONE CU PORNIRE ÎN ASINCRON

Motoarele sincrone care au pasul polar $\tau \gg 30$ cm se construiesc cu piese polare masive, scurtcircuitate frontal de inele conductoare din cupru; piesele polare îndeplinesc rolul de colivii de pornire.

Pentru pornirea în asincron, motoarele sincrone care au pasul polar (la $\tau < 30$ cm se prevăd cu o înfășurare în colivie simplă sau dublă, dispusă în piesele polare și dimensionată astfel încît să producă cuplul de pornire (la $s = 1$) și cuplul de intrare în sincronism (la $s = 0{,}05$), curentul luat de la rețea fiind cît mai mic. Pentru realizarea acestor condiții, înfășurarea de pornire se dimensionează adesea ca înfășurare în colivie dublă, completă sau parțială (v. fig. 5.14).

Pasul crestăturilor t_2 în care se dispune înfășurarea în colivie se alege în funcție de pasul t_1 al crestăturilor din indus astfel:

$$t_2 = [1 \pm (0{,}15...0{,}20)]t_1, \tag{60}$$

pentru a se evita producerea cuplurilor parazite care provoacă agățarea rotorului la o turație subsincronă sau blocarea la pornire.

La calculul coliviei de pornire este mai ușor să se pornească de la relații simple, urmînd să se verifice ulterior condițiile de mai sus (cuplul de pornire, cuplul de intrare în sincronism și curentul de pornire) decît să se determine dimensiunile acestei înfășurări direct din relațiile care se stabilesc între cupluri, curentul de pornire și aceste dimensiuni.

Aria secțiunii barelor pe pol la coliviile din cupru rezultă din relația:

$$n_b s_b \approx (0{,}15...0{,}3)\,\frac{A\tau}{J}, \tag{61}$$

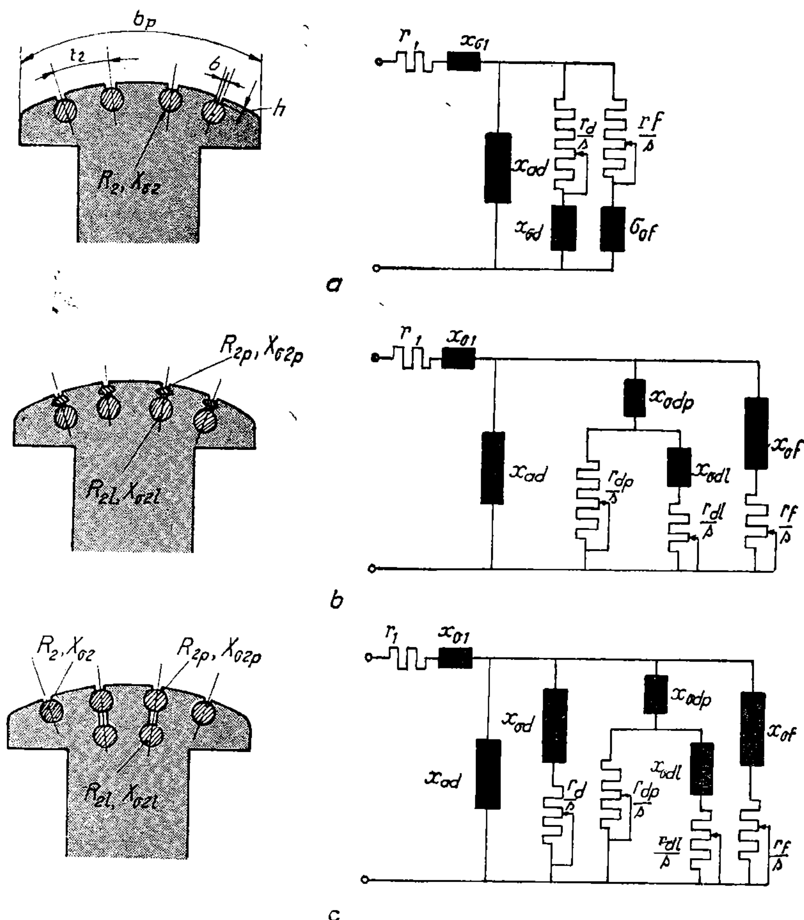


Fig. 5.14. Forma crestăturilor şi schemele echivalente după axa longitudinală ale maşinii pentru diferite tipuri de colivii:
a — colivie simplă; *b* — colivie dublă; *c* — colivie mixtă (parţial simplă, parţial dublă).

în care:

n_b este numărul de bare;

s_b — aria secţiunii barei;

J — densitatea de curent din înfăşurarea indusului, a cărei valoare este dată de relaţia (20).

Numărul de bare n_b pe pol rezultă din relaţia:

$$n_b = \frac{b_p - t_2}{t_2}, \tag{62}$$

în care b_p este lăţimea piesei polare; se determină apoi aria secţiunii unei bare s_b din relaţia (61). Uzual, secţiunea barelor este de formă circulară.

Aria secţiunii inelului s_i se calculează aproximativ după relaţia:

$$s_i = (0,4...0,5)\, n_b s_b. \tag{63}$$

Înălţimea deschiderii crestăturii h este cuprinsă între limitele:

$$1,6 \leqslant h \leqslant 3 \text{ mm}; \tag{64}$$

valorile mai mici pentru înălţimea h a deschiderii conduc la o reactanţă de scăpări a coliviei mai redusă, iar cuplul asincron creşte.

Lărgimea deschiderii crestăturii b este de obicei de 3 mm.

Barele coliviei de pornire se execută şi din alamă, soluţie care se adoptă în cazul în care încălzirea rezultată pentru barele coliviei din cupru ar depăşi limita admisibilă; încălzirea barelor se determină după relaţia (102) din 4.12.

Dimensionarea barelor coliviei duble, respectiv a coliviei mixte, are la bază aria secţiunii barelor pe pol dată de relaţia (61).

Parametrii coliviei de pornire, rezistenţa R_2 şi reactanţa de scăpări $X_{\sigma 2}$ se determină după relaţiile (46), respectiv (61) din 4.5,*c*, respectiv 4.8.

5.9. INDICAŢII PRIVIND CALCULUL PIERDERILOR ŞI RANDAMENTULUI

La funcţionarea maşinii sincrone în sarcină se produc pierderi în înfăşurarea indusului P_j şi în înfăşurarea de excitaţie P_e, — în miezul feromagnetic al indusului P_m, pierderi suplimentare de suprafaţă în piesele polare şi de pulsaţie în dinţi $P_{m,s}$, pierderi de frecare şi de ventilaţie $P_{f,v}$ (în lagăre, la inele de contact şi la ventilator, sau în general în sistemul de răcire). La maşinile sincrone de puteri mari, pierderile suplimentare devin importante, deoarece cresc dimensiunile conductoarelor parcurse de curenţi alternativi, cresc cîmpurile de scăpări, iar piesele de strîngere şi consolidare, piesele polare masive au dimensiuni mai mari; pierderile de frecare ale rotorului cu mediul de răcire au valori însemnate.

Pierderile în maşina sincronă se calculează după relaţiile date în 1.3.3; în plus, se prezintă mai jos relaţia de *calculul pierderilor suplimentare* în piesele de strîngere, care au valori însemnate îndeosebi la maşinile de puteri mari:

$$P_{ps} = 1,75\, \frac{\pi D^2}{p}\, w' \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5} \text{W} \tag{65}$$

în care:

D este diametrul indusului, în cm;
f — frecvenţa în Hz;
w' rezultă din tabela 5.3, în funcţie de pătura de curent A şi factorul $\lambda_s \tau$;

permanenţa specifică de scăpări λ_s are expresia:

$$\lambda_s = 0{,}33\,(1 - 0{,}64\, Y/l_f),$$

Y fiind deschiderea bobinei înfăşurării statorului; — în produsul $\lambda_s \tau$, pasul polar τ se exprimă în cm.

Relaţia de calcul (65) corespunde maşinilor sincrone care au capetele de bobină ale înfăşurării indusului dispuse în coroană.

Tabela 5.3

Factorul w' din relaţia (65)

$\lambda_s \tau$ / A A/cm	25	38	51	63	76	89	102
240	0,007	0,02	0,04	0,08	0,12	0,17	0,23
400	0,015	0,04	0,095	0,19	0,32	0,5	—
500	0,04	0,12	0,28	0,56	—	—	—
700	0,08	0,24	0,56	—	—	—	—

Pierderile suplimentare în piesele de strîngerea miezului depind de valoarea curentului de sarcină; în relaţia (65) factorul w' are valoarea funcţie de pătura de curent proporţională cu intensitatea curentului din indus.

Pierderile în piesele de strîngere ating valori ridicate, pînă la 1% din puterea maşinii.

Pentru diminuarea acestor pierderi se utilizează plăci amortizoare dispuse în apropierea capetelor de bobină ale indusului.

Randamentul se calculează după relaţia:

— La generatoare:

$$\eta = \frac{mU_{bn} I \cos\varphi}{mU_{bn} I \cos\varphi + P_J + P_e + P_m + P_{ms} + P_{ps} + P_{f,v}}. \qquad (66,\ a)$$

— La motoare:

$$\eta = \frac{mU_{bn} I \cos\varphi - (P_J + P_e + P_m + P_{ms} + P_{ps} + P_{f,v})}{mU_{bn}\, I \cos\varphi}. \qquad (66,\ b)$$

Randamentul maşinii se calculează pentru diferite valori ale curentului I, factorul de putere $\cos\varphi$ fiind considerat parametru constant; curba randamentului se obţine prin reprezentarea grafică a punctelor calculate.

5.10. PARAMETRII ŞI CONSTANTELE DE TIMP ALE CIRCUITELOR MAŞINII SINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcţionare este necesar să se predetermine prin calcul rezistenţele şi reactanţele utile şi de scăpări ale înfăşurărilor raportate la circuitul indusului, reactanţele echivalente corespunzătoare

regimurilor de scurtcircuit şi constantele de timp. Uzual, rezistenţele şi reactanţele înfăşurărilor se calculează direct în unităţi relative $\left(\text{adică în unităţi de impedanţă nominală } Z_n = \frac{U_{bn}}{I_n}\right)$.

a. **Parametrii proprii ai înfăşurării indusului.** Rezistenţa în curent alternativ I se calculează după relaţia:

$$r = k_r \frac{R}{Z_n}, \tag{67}$$

în care:

R este rezistenţa pe fază a înfăşurării indusului;
k_r — factorul de majorare al rezistenţei (v. 1.3.3.3).

Reactanţa longitudinală x_{ad} rezultă din relaţiile (26), (27) (30), (47) şi relaţia (28) din 1.3.1

$$x_{ad} = \frac{k_{ad}\theta_2}{2F_\delta}, \tag{68}$$

în care F_δ este tensiunea magnetică în întrefier corespunzătoare fluxului rezultant nominal.

Reactanţa transversală x_{aq} rezultă dintr-o relaţie asemănătoare:

$$x_{aq} = \frac{k_{aq}\theta_2}{2F_\delta}. \tag{69}$$

Reactanţa de scăpări x_σ se calculează după relaţia:

$$x_\sigma = \frac{X_\sigma}{Z_n}; \tag{70}$$

reactanţa de scăpări X_σ se calculează la fel ca în cazul maşinii asincrone conform indicaţiilor din 4.8.

Reactanţa sincronă longitudinală are expresia:

$$x_d = x_\sigma + x_{ad}. \tag{71}$$

Reactanţa sincronă transversală are expresia:

$$x_q = x_\sigma + x_{aq}. \tag{72}$$

b. **Parametrii circuitelor rotorului raportaţi la indus.** Raportarea la indus are la bază egalitatea fundamentalelor tensiunilor magnetice şi egalitatea pierderilor în înfăşurarea de excitaţie, respectiv a energiei magnetice în cîmpurile de scăpări.

Rezistenţa înfăşurării de excitaţie:

$$r_e = m \left(\frac{wk_w k_{ad}}{pw_e}\right)^2 \frac{2}{\pi^2} \frac{R_e}{Z_n}, \tag{73}$$

n care R_e este rezistenţa proprie a înfăşurării de excitaţie.

— Rezistenţa înfăşurării de amortizare (respectiv de pornire) în axa longitudinală cu n_b bare pe pol şi α_b — unghiul electric între două bare este:

$$r_D = \frac{2m(wk_w)^2}{pn_b\left(1 - \frac{\sin n_b\alpha_b}{n_b \sin \alpha_b}\right)} \frac{R_D}{Z_n}, \tag{74}$$

în care R_D este rezistenţa pe fază a înfăşurării în colivie.

— Rezistenţa înfăşurării de amortizare în axa transversală, în funcţie de construcţia inelelor, are valoarea:

$$\begin{aligned} r_Q &\approx 0{,}75\, r_D, && \text{la colivii cu inele complete;} \\ r_Q &\approx 2\, r_D, && \text{la colivii cu inele segmentate:} \end{aligned} \tag{75}$$

— Reactanţa de scăpări a înfăşurării de excitaţie:

$$x_{\sigma e} = \left[\frac{4}{\pi} k_{ad}\left(1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi_1}\right) - 1\right] x_{ad}, \tag{76}$$

în care fluxul de scăpări al polilor se calculează după relaţiile stabilite în 1.3.2, *a*, relaţia (53), sau (55), iar Φ_1 este fluxul fundamentalei inducţiei magnetice.

— Reactanţa de scăpări raportată a înfăşurării de amortizare (respectiv de pornire):

$$x_{\sigma D} = \frac{2m(wk_w)^2}{pn_b\left(1 - \frac{\sin \alpha_b w_b}{n_b \sin a_b}\right)} \frac{X_{\sigma D}}{Z_n}, \tag{77}$$

în care $X_{\sigma D}$ este reactanţa de scăpări pe fază a amortizorului.

c. **Parametrii echivalenţi.** În regimul de scurtcircuit tranzitoriu, respectiv supratranzitoriu, schemele echivalente ale maşinii sincrone anizotrope sînt reprezentate în figura 5.15, cu neglijarea rezistenţelor înfăşurărilor.

Prin urmare, parametrii echivalenţi ai circuitului indusului maşinii sincrone se calculează după expresiile:

— reactanţa tranzitorie longitudinală (fig. 5.15, *a*):

$$x'_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma e}}}; \tag{78}$$

— reactanţa tranzitorie transversală:

$$x'_q \approx x_q; \tag{79}$$

— reactanţa supratranzitorie longitudinală:

$$x''_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma e}} + \frac{1}{x_{\sigma D}}}; \tag{80}$$

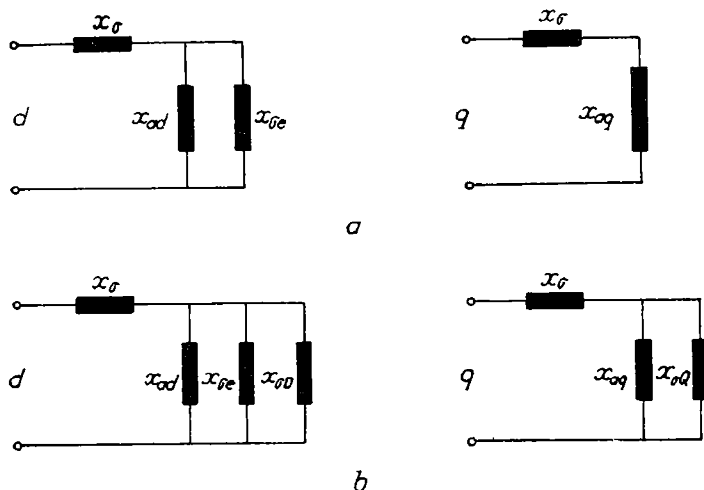


Fig. 5.15. Schemele echivalente ale maşinii sincrone după cele două axe :
a — în regim tranzitoriu; *b* — în regim supratranzitoriu.

— reactanţa supratranzitorie transversală :

$$x_q'' = x_\sigma + \frac{1}{\dfrac{1}{x_{aq}} + \dfrac{1}{x_{\sigma Q}}}. \tag{81}$$

d. *Constantele de timp*

Valorile constantelor de timp ale circuitelor se determină din raportul valorilor rezistenţelor şi inductivităţilor determinate mai sus :

— constanta de timp a circuitului de excitaţie :

$$T_f = \frac{x_e}{r_e}, \tag{82}$$

în care $x_e = x_{\sigma e} + x_{ad}$; reactanţele $x_{\sigma e}$ şi x_{ad} se calculează după relaţiile (76), respectiv (68).

— constanta de timp tranzitorie

$$T_d' = T_f \frac{x_d'}{x_d}; \tag{83}$$

— constanta de timp supratranzitorie

$$T_d'' \approx \frac{x_d''}{r_D}. \tag{84}$$

5.11. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE FUNCŢIONARE

Caracteristicile de funcţionare ale maşinii sincrone se determină pe baza caracteristicilor în sarcină $U_b(i_e)$ pentru $I = const.$, şi $\cos\varphi = const.$ În acest scop este necesar să se calculeze familii de caracteristici magnetice pentru diferite valori ale curentului din indus şi ale factorului de putere.

a. **Caracteristicile de funcţionare ale generatoarelor sincrone.** Caracteristicile externe $U_b(I)$ pentru $i_e = const.$ şi $\cos\varphi = const.$ şi caracteristicile de reglaj $i_e(I)$ pentru $U_b = const.$ şi $\cos\varphi = const.$ se determină direct pe cale grafică din caracteristicile la funcţionarea în sarcină, prin intersecţia acestora cu dreptele $i_e = const.$, respectiv $U_e = const.$

b. **Caracteristicile de pornire şi funcţionare ale motoarelor sincrone.** *Caracteristicile de pornire în asincron* ale motoarelor sincrone se pot calcula aproximativ (mai ales în cazul motoarelor cu inele complete în rotor) după metoda prezentată în 4.8, 12.

La proiectarea motoarelor sincrone cu colivie în rotor (pentru pornirea în asincron) se calculează caracteristicile $I(s)$ şi $M(s)$ în vederea verificării solicitărilor termice în perioada de pornire, şi a cuplului de pornire, respectiv de intrare în sincronism.

După o metodă mai exactă care se aplică motorului sincron cu polii ieşiţi (motorul sincron cu polii ieşiţi este o maşină electrică anizotropă), calculul caracteristicilor de pornire are la bază descompunerea sistemului bifazat de tensiuni şi curenţi (din componentele d şi q) în sistemul de componente simetrice (direct şi invers; componenta homopolară este nulă).

Curentul din stator rezultă după relaţia:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}, \tag{85}$$

în care componentele simetrice $\underline{I}_1$ şi $\underline{I}_2$ se calculează din relaţiile:

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1 \frac{Z_{d2} + Z_{q2}}{Z_{d1}Z_{q2} + Z_{d2}Z_{q1}} \tag{86}$$

$$\underline{I}_2 = -\underline{U}_1 \frac{Z_{d1} - Z_{q1}}{Z_{d1}Z_{q2} + Z_{d2}Z_{q1}} \approx -\frac{Z_{d1} - Z_{q1}}{Z_{d2} + Z_{q2}} \underline{I}_1 ; \tag{87}$$

(în relaţiile de mai sus şi cele următoare primul indice al impedanţelor d sau q se referă la axele d, q, iar cel de al doilea — 1 sau 2, se referă la componentele simetrice directă, respectiv inversă.

Impedanţele din aceste relaţii au expresiile de calcul următoare:

$$\underline{Z}_{d1} = R + jX_\sigma + \underline{Z}_{ad}, \tag{88}$$

$$\underline{Z}_{q1} = R + jX_\sigma + \underline{Z}_{aq}, \tag{89}$$

$$\underline{Z}_{d2} = \frac{R}{2-s} + jX_\sigma + \underline{Z}_{ad}, \tag{90}$$

$$\underline{Z}_{q2} = \frac{R}{2-s} + jX_\sigma + \underline{Z}_{aq}, \tag{91}$$

în care $\underline{Z}_{ad}$ şi $\underline{Z}_{aq}$ rezultă din schemele echivalente din figura 5.15 şi au expresiile de calcul următoare :

$$\underline{Z}_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{ad}} + \frac{1}{\frac{R_e + R_s}{s} + jX_f} + \frac{1}{\frac{R_D}{s} + jX_{\sigma D}}} \qquad (92)$$

$$\underline{Z}_{aq} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{aq}} + \frac{1}{\frac{R_Q}{s} + jX_{\sigma Q}}}; \qquad (93)$$

R_s reprezintă valoarea rezistenței suplimentare conectată în perioada de pornire, în serie cu înfăşurarea de excitație; uzual, $R_s \approx 10R_e$.

Cuplul electromagnetic se calculează după relația :

$$M = \frac{m}{2\pi n_1}\left(\frac{R'_e}{s} I_1^2 + \frac{R'_e}{2s-1}\right) I_2^2, \qquad (94)$$

în care rezistența echivalentă R'_e rezultă din impedanța echivalentă

$$\underline{Z}_e = \frac{1}{2}\left[\underline{Z}_{ad} + \underline{Z}_{aq} - \frac{(\underline{Z}_{ad} - \underline{Z}_{aq})^2}{\underline{Z}_{d2} + \underline{Z}_{q2}}\right], \qquad (95)$$

şi anume

$$R'_e = \mathbf{Re}\,[\underline{Z}_e]. \qquad (96)$$

În mod practic, calculul se efectuează astfel : pentru o valoare dată parametrului s, se calculează impedanțele $Z_{ad}, Z_{aq}, Z_{d1}, Z_{d2}, Z_{q1}, Z_{q2}$ şi apoi componentele curentului $\underline{I}$. Se calculează apoi rezistența echivalentă R'_e şi cuplul electromagnetic M. Rezultatele obținute se grupează într-o tabelă (v. tabela 5.4).

Tabela 5.4

Calculul caracteristicilor de pornire în asincron ale motorului sincron

s	1		0,05
Z_{ad}			
Z_{aq}			
Z_{d1}			
Z_{q1}			
Z_{d2}			
Z_{q2}			
I_1			
I_2			
R_e			
I			
M			

Caracteristicile de funcţionare ale motoarelor sincrone, şi anume caracteristica cuplului $M(\delta)$ şi caracteristicile de reglaj $i_e(I)$ pentru $P = const.$ şi $U_b = const.$, se calculează în funcţie de valorile parametrilor şi de caracteristicile la funcţionarea în sarcină.

Cuplul funcţiei de unghiul intern se calculează după relaţia:

$$M = \frac{m}{2\pi n_1}\left[\frac{U_e U_b}{X_d}\sin\delta + \frac{U_b^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\delta\right] \qquad (97)$$

în care:

U_b este tensiunea la borne;

U_e — tensiunea electromotoare indusă la funcţionarea în gol a maşinii nesaturate corespunzătoare curentului de excitaţie de la funcţionarea în sarcină;

δ — unghiul intern;

X_d şi X_q — reactanţele sincrone ale maşinii ($X_d = Z_n x_d$ şi $X_q = Z_n x_q$).

Caracteristicile de reglaj (denumite şi curbele în V) se determină din caracteristicile de funcţionare în sarcină $U_b(i_e)$ pentru $I = const.$ şi $\varphi = const.$ La o valoare dată a curentului de sarcină I, se determină (puterea la bornele maşinii fiind cunoscută) factorul de putere $\cos\varphi$. La tensiunea la borne $U_b = const.$, la curentul de sarcină I dat şi la factorul de putere $\cos\varphi$ determinat se deduce curentul de excitaţie la putere utilă dată. Calculul se reia pentru alte valori date curentului din indus I. Determinarea caracteristicilor de reglaj este relativ dificilă şi necesită interpolări grafice pentru determinarea curentului de excitaţie.

5.12. VENTILAŢIA ŞI RĂCIREA MAŞINILOR SINCRONE DE PUTERI MARI

La maşinile sincrone de puteri „mici" şi „mijlocii" (pînă la 10 000 kVA), ventilaţia maşinilor sincrone se realizează la fel ca pentru toate tipurile de maşini electrice; ca mediu de răcire se utilizează aerul, iar ventilaţia se realizează în circuit deschis pentru maşini mici sau în circuit închis pentru maşini de puteri mijlocii şi mari.

Dintre maşinile electrice, maşinile sincrone se construiesc pentru puterile cele mai mari (pînă la 1 000 MVA); la maşinile electrice de puteri mari, transmisia pierderilor de la părţile active la mediul ambiant necesită aplicarea unor noi scheme de ventilaţie şi răcire, utilizarea de medii de răcire ca hidrogenul şi apa — mai eficiente decît aerul — şi adoptarea unei răciri directe a conductoarelor înfăşurării. De fapt, ventilaţia şi răcirea maşinilor mari este comună tuturor tipurilor de maşini electrice.

Utilizarea altor fluide de răcire decît aerul prezintă avantaje la maşinile de puteri mai mari decît 20—30 MVA. Astfel, răcirea cu hidrogen se adoptă în mod frecvent la maşinile sincrone avînd $S_n \gg 30$ MVA. Caracteristicile fizice ale aerului, hidrogenului şi apei sînt indicate în tabela 5.5.

Caracteristici fizice ale fluidelor de răcire *Tabela 5.5*

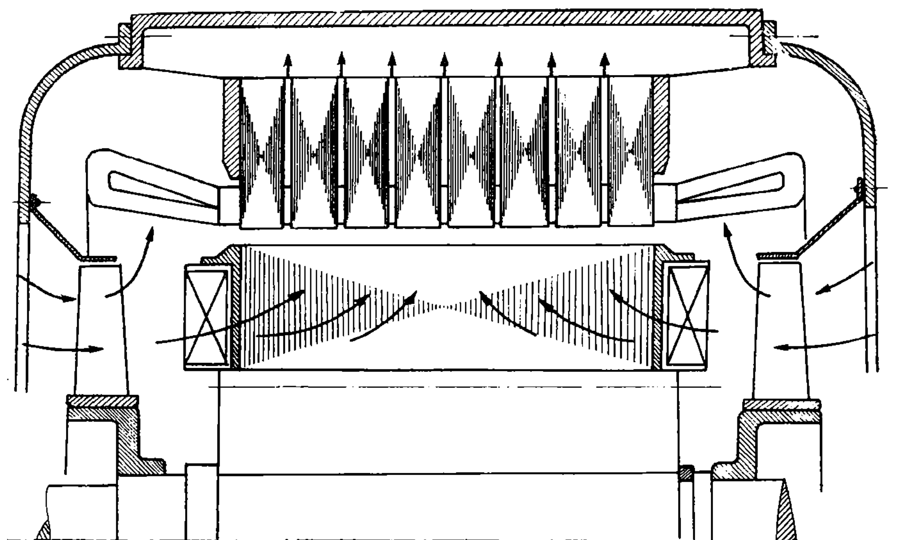
	Densitatea γ kg/m³N	Conductivitatea termică, λ W/cm°C	Căldura specifică c J/°Cg	c γ
Aer	1,29	0,00025	1,009	1,29
Hidrogen	0,089	0,00175	14,1	1,25
Apă	1000	0,00628	4,18	4180

Răcirea cu hidrogen prezintă avantaje faţă de răcirea cu aer, deoarece la acelaşi produs $c\gamma$, densitatea hidrogenului este mult mai mică decît a aerului; scad astfel pierderile de frecare dintre piesele în mişcare şi mediul de răcire. În mediul de hidrogen nu se produc nitraţi, efectul corona se micşorează. Hidrogenul conduce mai bine căldura; scad astfel dimensiunile răcitoarelor, în cazul utilizării hidrogenului în locul aerului ca mediu de răcire. În schimb, la răcirea cu hidrogen apar probleme de etanşare.

Răcirea directă cu apă a înfăşurării este deosebit de eficientă (produsul $c\gamma$ este foarte mare în cazul apei). Apar însă probleme de etanşare şi de aceea se utilizează îndeosebi pentru răcirea înfăşurării statorului.

La maşinile mari se utilizează fie numai răcirea cu hidrogen, fie răcirea cu hidrogen a miezului feromagnetic şi a înfăşurării rotorului, iar înfăşurarea statorului este răcită cu apă.

Schemele de ventilaţie adaptate la maşinile sincrone pentru răcirea miezului statorului maşinii sincrone au la bază realizarea unei ventilaţii secţionate. Astfel, miezul feromagnetic al statorului este ventilat pe porţiuni separate. În figurile 5.16 şi 5.17 sînt reprezentate schemele de ventilaţie ale unor maşini sincrone mari.



5.16. Scheme de ventilaţie la maşinile sincrone cu ventilaţie bilaterală.

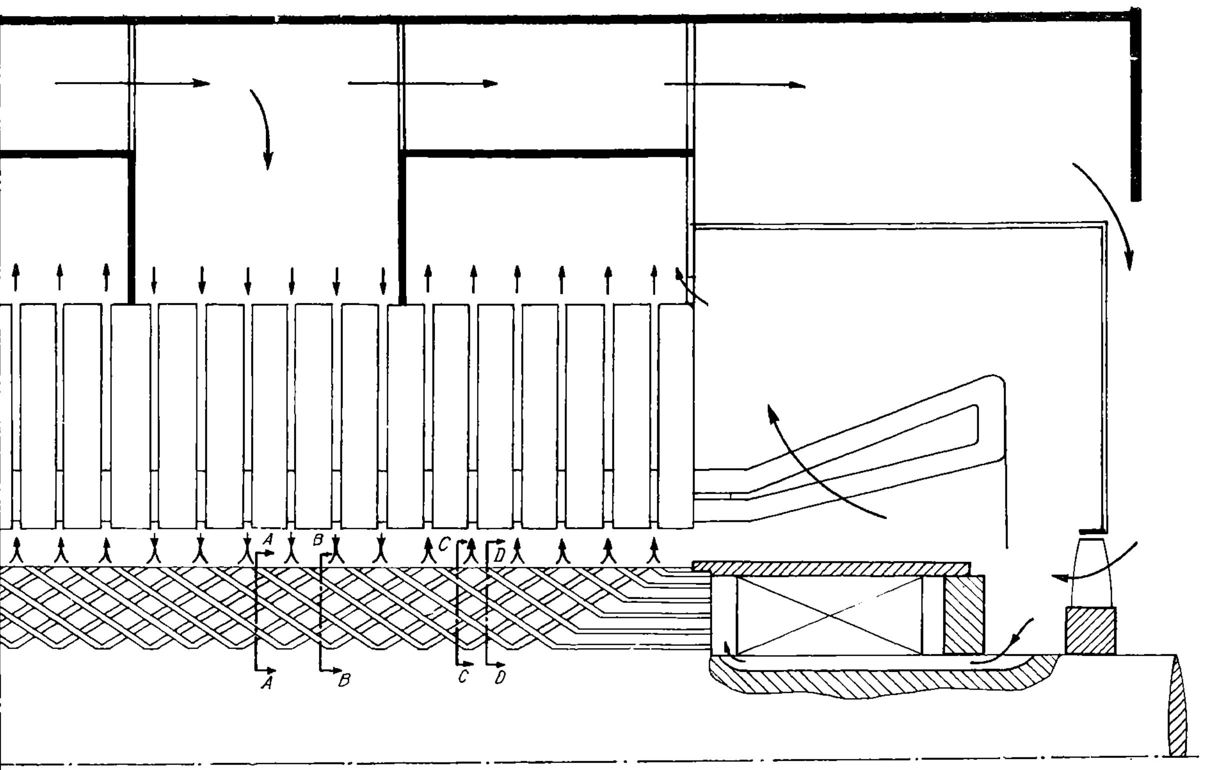


Fig. 5.17. Scheme de ventilaţie la maşinile sincrone cu ventilaţie secţionată.

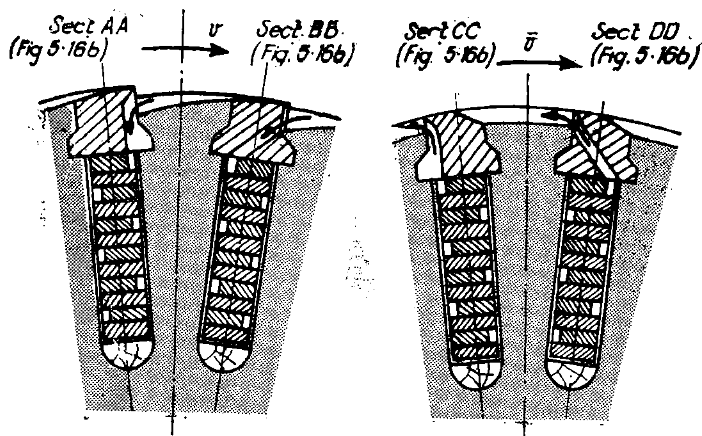


Fig. 5.18 Forma crestăturilor şi conductoarelor la turbogeneratoare cu răcire directă.

Mediul de răcire pătrunde radial în rotor prin canale prevăzute special în crestătură (fig. 18), şi după ce parcurge axial o parte din crestătură este refulat în altă zonă, printr-un canal radial. O răcire eficientă se realizează în rotor cînd fluidul de răcire trece prin rotor în contact direct cu înfăşurarea.

Încălzirile miezului şi înfăşurărilor maşinilor sincrone de puteri mici şi mijlocii se determină după relaţiile prezentate în 1.3.5.

La maşinile sincrone de puteri mari cu ventilaţie secţionată şi răcire directă a înfăşurărilor, se adoptă noi ipoteze de calcul spre a ţine seama de căldura transmisă fluidului de răcire direct de înfăşurare, în zona crestăturilor.

5.13. INDICAŢII PRIVIND CALCULUL MECANIC LA MAŞINA SINCRONĂ

La calculul mecanic al maşinii sincrone trebuie să se ţină seama şi de forţele electromagnetice şi electrodinamice care se produc.

Maşinile sincrone se construiesc în general cu o lărgime a întrefierului mult mai mare decît la maşinile asincrone; datorită lărgimii mari a întrefierului, forţa de atracţie magnetică unilaterală are o valoare mai redusă. De aceea la calculul solicitărilor mecanice se ţine seama numai de forţa electromagnetică tangenţială dată de relaţia (159) din cap. 1 şi de forţele mecanice care se produc la funcţionarea maşinii.

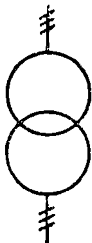
La maşinile cu polii înecaţi se calculează solicitările mecanice în axul maşinii, la baza dintelui (datorită forţelor de acceleraţie ale dintelui şi porţiunilor de înfăşurare din crestături), în capele frontale de consolidare a cape-

telor de bobină ale înfăşurării de excitaţie. Se calculează, de asemenea, săgeata şi turaţiile critice ale axului pentru a constata dacă turaţiile critice sînt diferite de turaţia sincronă a maşinii.

La maşinile cu polii ieşiţi se calculează solicitările mecanice în axul maşinii, în dispozitivele de fixare a polilor de ax sau de butuc, în piesa polară şi în dispozitivele de fixare a piesei polare de miezul polului, în piesele de consolidare a înfăşurării de excitaţie etc. De asemenea, se calculează săgeata şi turaţiile critice ale axului pentru a constata dacă turaţiile critice sînt diferite de turaţia sincronă a maşinii.

La generatoarele sincrone se calculează solicitările mecanice corespunzătoare turaţiei de ambalare a rotorului (de exemplu, la hidrogeneratoare turaţia maximă de ambalare n_{max} se consideră uzual egală cu dublul turaţiei sincrone, adică $n_{max} = 2\, n_1$, n_1 fiind turaţia sincronă a maşinii.

În ceea ce priveşte statorul, o problemă importantă o constituie verificarea solicitărilor mecanice care se produc în capetele de bobină la scurtcircuitul brusc al înfăşurării indusului; forţele electrodinamice de scurtcircuit au valori însemnate la maşinile sincrone de puteri mari.



BIBLIOGRAFIE

1. R ă d u l e ţ, R. *Bazele electrotehnicii.* Probleme. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1965.
2. R i c h t e r, R. *Maşini electrice.* Vol. I. *Elemente generale de calcul. Maşina de curent continuu.* Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
3. R i c h t e r, R. *Maşini electrice.* Vol. II. *Maşina sincronă şi maşina comutatoare.* Bucureşti. Editura tehnică, 1959.
4. R i c h t e r, R. *Maşini electrice.* Vol. III. *Transformatorul.* Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
5. R i c h t e r, R. *Maşini electrice.* Vol. IV. *Maşini asincrone.* Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
6. G h e o r g h i u, I. S. *Maşini electrice. Probleme şi aplicaţii industriale.* Vol. I şi II. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
7. P o s t n i k o v, I. M. *Proiectarea maşinilor electrice.* Bucureşti, Editura energetică de stat, 1954.
8. K o s t e n k o, M. P., G n e d i n, L. P. *Teoria rasciot trehfaznîh kollektor maşin.* Moskva, Gosenergoizdat, 1961.
9. A l e x e e v, A. E. *Construcţia maşinilor electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1951.
10. N i c o l e s c u, E., R ă d u ţ, C. *Maşini electrice fabricate în Republica Socialistă România,* Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
11. S c h u i s k y, M. *Berechnung elektrischer Maschinen.* Wien, Springer-Verlag, 1960.
12. K u h l m a n n, J. H. *Design of electrical apparatus.* Ed. III, New-York, John Wiley Sons, Inc., 1954.
13. K l a m t, J. *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen.* Wien, Springer-Verlag, 1960.
14. G o t t e r, G. *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen.* Berlin, Springer-Verlag, 1954.
15. L i w s c h i t z, M. *Die elektrischen Maschinen.* Vol. II. *Konstruktion und Isolierung,* Leipzig, B.G. Taubner-Verlag, 1931. Vol. III. *Berechnung und Bemessung.* Leipzig, B.G. Taubner-Verlag, 1934.
16. R i c h t e r, R. *Înfăşurările maşinilor electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
17. S e q u e n z, H. *Die Wicklungen elektrischer Maschinen.* Wien. Springer-Verlag, vol. I, 1950, vol. II 1953, vol. III 1954; vol. IV 1955.
18. B ă l ă, C., F e t i ţ a, A l., L e f t e r, V. *Cartea bobinatorului de maşini electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
19. G u r i n, I. S. *Proektirovanie maşin postoiannovo toka.* Moskva, Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.
20. T i h o m i r o v, M. P. *Rasciot transformatorov.* Moskva, Gosenergoizdat, 1962.
21. J e z i e r s c h i, E., G o g o l e w s k i, Z., K o p c z y n s k i, Z., S z m i t, J. *Transformatoare electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
22. N ü r n b e r g, W. *Die Asynchronmaschine.* Berlin, Springer-Verlag, 1952.
23. H u t o r e ţ k i, G. M. *Proektirovanie i rasciot sovremennîh dvupoliusnîh turbogeneratorov.* Leningrad, Politehniceskii Institut, 1962.
24. K o m a r, G. E. *Voprosî proektirovaniia turbogeneratov.* Moskva, Gosenergoizdat, 1954.

25. M o s k v i t i n, A. I. *Neposredstvenoe ohlajdenie elektriceskii maşin*. Moskva, Izdatelstvo Akademii Nauk, S.S.S.R., 1962.
26. C e n t e a, O., N o v a c, I. *Îndrumător de proiectare a maşinilor electrice*. Timişoara, Litografia Învăţămîntului, 1959.
27. D o r d e a, T. *Asupra numărului optim de conductoare din crestătura unei maşini electrice de curent alternativ*. Electrotehnica, 7 (1959), 3. p. 80—87.
28. N i c o l a u , A l e x. *Problemele în construcţie a turboalternatoarelor de mare putere*. Electrotehnica, 6 (1958), 10, p. 359.
29. B ă l ă, C. V. *Predeterminarea caracteristicii magnetice a compensatorului de fază tip Leblanc*. Studii şi cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1966), 1, p. 83—90.
30. N o v a c, I. *Metodă de determinare a t.m. de excitaţie în sarcină nominală a maşinilor de curent continuu*. Electrotehnica, 7 (1959), 9, p. 335—338.
31. N o v a c, I. *Nomogramă pentru determinarea intensităţii H a cîmpului magnetic în dinţii maşinilor electrice*. Electrotehnica, 5 (1956), 1, p. 19—22.
32. N o v a c, I. *Considerente asupra dimensionării interstiţiului de aer din corpul polilor maşinilor de curent continuu autoexcitate cu caracteristică magnetică specială*. Electrotehnica, 8 (1960), 2. p. 46—51.
33. B ă l ă, C. V., C u p ş a, A. *Determinarea optimului tehnico-economic absolut în proiectarea transformatoarelor de putere*. Studii şi cercetări de energetică, seria A. vol. 13 (1963), 1. p. 107—124.
34. B î r g ă u a n u, M. E., C r e ţ u, D. V. *Caracteristicile şi dimensiunile principale ale seriilor de transformatoare de putere de 100...1 600 kVA determinate de condiţii tehnico-economice*. Studii şi cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1963), 4, p. 583—600.
35. B ă l ă, C. V., *Apetrei, C. Reducerea forţelor electrodinamice de scurtcircuit la transformatoarele cu înfăşurări cilindrice stratificate*. Studii şi cercetări de energetică, vol. 14 (1964), 3, p. 521—533.
36. A p e t r e i, C., B ă l ă, C. V., Ş t e f ă n e s c u, N., B a h r i n, I. *Calculul forţelor axiale la autotransformatorul de reglaj*. Studii şi cercetări de energetică, seria A., vol. 13 (1963) 2, p. 221—234.
37. P o s t n i k o v, I. M. *Vîbor optimalnîh geometriceskih razmerov v elektriceskih maşinîh*. Leningrad, Moskva, Gosenergoizdat, 1952.
38. A p e t r e i, C. *Determinarea soluţiei tehnico-economice optime la proiectarea maşinilor electrice*. Studii şi cercetări de energetică, seria A, vol. 12 (1965), 1, p. 117—143.
39. D r ă g ă n e s c u, O., G a l b e n u, G h. *Influenţa înclinării crestăturii rotorice asupra performanţelor motorului asincron*. Electrotehnica, vol. 14 (1966), p. 7—10.
40. A n t o h i, C., B e r c u, A. *Scheme de izolaţie pentru motoare asincrone utilizate la echiparea navelor*. Electrotehnica, vol. 13 (1965), 10, p. 366—371.

ANEXE

Caracteristicile de magnetizare şi pierderile specifice ale materialelor feromagnetice

1.a. Tablă laminată la cald pentru maşini electrice.

Sortul		Grosimea tolei, mm	Inducţia magnetică B T la H A/cm =				Pierderile specifice în W/kg la f = 50Hz şi B T =	
După Gost 802—58	Corespondentul aproximativ după NF C.28—900		25	50	100	300	1	1,5
E 12	90	1	1,5	1,62	1,75	1,98	5,5	12,5
E 11	360	0,5	1,53	1,64	1,76	2	3,3	7,7
E 12	300	0,5	1,5	1,62	1,75	1,98	3,2	7,5
E 21	260	0,5	1,48	1,59	1,73	1,95	2,5	6,1
E 22	230	0,5	1,48	1,59	1,73	1,95	2,2	5,3
E 31	200	0,5	1,46	1,57	1,72	1,94	2	4,4
E 32	170	0,5	1,46	1,57	1,72	1,92	1,8	3,9

1.b. Tablă laminată la rece texturată

Sortul		Grosimea tolei, mm	Inducţia magnetică B T la H A/cm =					Pierderile specifice în W/kg la f = 50 Hz şi B T =		
După Gost 802—58	Corespondentul aproximativ după NF C.28—920		10	25	50	100	300	1	1,5	1,7
E 310	—	0,5	1,6	1,75	1,83	1,90	1,98	1,10	2,45	3,2
E 320	—	0,5	1,65	1,80	1,87	1,92	2,00	0,95	2,10	2,8
E 330 A	—	0,5	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,80	1,75	2,5
E 320	M 8 x	0,35	1,65	1,80	1,87	1,92	2,00	0,70	1,50	2,2
E 330	M 7 x	0,35	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,60	1,30	1,9
E 330 A	M 6 x	0,35	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,50	1,10	1,6

1.c. Oţel electrotehnic

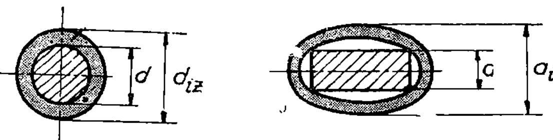
B T	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1
H A/cm	3,2	4,1	5,6	7,6	10,5	14,2	20,1	25	38	65	103	162	245	387

Anexa 2

Conductoarele utilizate în construcția mașinilor și transformatoarelor electrice.

2.1. Conductor rotund de cupru (extras din STAS 685-58, 542-59, 543-59).
d — diametrul conductorului s_c — aria secțiunii conductorului

d mm	s_c mm²	d mm	s_c mm²
0,03	0,00071	0,95	0,7088
0,04	0,00126	1,00	0,7854
0,05	0,00196	1,05	0,8659
0,06	0,00283	1,10	0,9503
0,07	0,00385	1,15	1,039
0,08	0,00503	1,20	1,131
0,09	0,00636	1,25	1,227
0,10	0,00785	1,30	1,327
0,11	0,00950	1,35	1,431
0,12	0,01131	1,40	1,539
0,13	0,01327	1,45	1,651
0,14	0,01539	1,50	1,767
0,15	0,01767	1,55	1,887
0,16	0,02011	1,60	2,011
0,17	0,02270	1,65	2,138
0,18	0,02545	1,70	2,270
0,19	0,02835	1,75	2,405
0,20	0,03142	1,80	2,545
0,22	0,03464	1,85	2,686
0,25	0,04909	1,90	2,835
0,28	0,06158	1,95	2,984
0,30	0,07069	2,00	3,142
0,32	0,08043	2,1	3,464
0,35	0,09621	2,2	3,801
0,38	0,1134	2,3	4,155
0,40	0,1257	2,4	4,524
0,42	0,1385	2,5	4,909
0,45	0,1590	2,6	5,309
0,48	0,1810	2,7	5,726
0,50	0,1964	2,8	6,158
0,55	0,2376	2,9	6,605
0,60	0,2827	3,0	7,069
0,65	0,3318	4	12,57
0,70	0,3849	5	19,64
0,75	0,4418	6	28,27
0,80	0,5027	7	38,48
0,85	0,5675	8	50,27
0,90	0,6362	9	63,62
		10	78,54



Grosimea bilaterală a izolației (creșterea diametrului conductorului $d_{iz} - d$, respectiv creșterea laturii mici a conductorului $a_{iz} - a$).

Izolația			Conductor rotund — diametrul d în mm									Conductor profilat — latura mică a în mm			
Compunerea		Simbolul	0,03... 0,09	0,1... 0,18	0,19... 0,29	0,3... 0,48	0,5... 0,75	0,8... 1,45	1,5... 2,9	3... 3,8	4... 6	0,83... 1,45	1,5... 2,83	3... 3,8	4... 6
Bumbac	1 × înfășurare	B	—	0,1	0,1	0,12	0,12	0,12	0,15	—	—	0,12	0,15	—	—
	2 × înfășurare	BB	—	0,16	0,16	0,2	0,22	0,22	0,26	0,30	0,40	0,22	0,26	0,30	0,40
	3 × înfășurare	3B	—	—	—	—	—	0,36	0,40	0,50	0,50	0,36	0,40	0,50	0,50
	1 × țesătură	T	—	—	—	—	—	0,45	0,45	0,50	0,50	0,45	0,45	0,50	0,50
	1 × înfășurare 1 × țesătură	BT	—	—	—	—	—	0,55	0,60	0,60	0,60	0,55	0,60	0,60	0,60
	2 × înfășurare 1 × țesătură	BBT	—	—	—	—	—	0,70	0,70	0,80	0,90	0,70	0,70	0,80	0,90
Mătase	1 × înfășurare	M	0,035	0,035	0,040	0,040	0,040	0,040	—	—	—	0,040	—	—	—
	2 × înfășurare	MM	0,070	0,070	0,070	0,070	0,080	0,080	—	—	—	0,080	—	—	—
Email			0,01... 0,015	0,015... 0,02	0,015... 0,04	0,03... 0,045	0,03... 0,06	0,04... 0,08	0,05... 0,08	—	—	—	—	—	—
Email — 1 × înfășurare — mătase			0,07	0,075	0,09... 0,10	0,105... ...0,110	0,115	0,125... ...0,135	—	—	—	—	—	—	—
Sticlă	1 × înfășurare	S	—	—	—	—	—	0,20	0,25	—	—	—	—	—	—
	2 × înfășurare	2S	—	—	—	—	—	0,30	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,40	0,45
	3 × înfășurare	3S	—	—	—	—	—	—	—	0,45	0,45	—	—	—	—
	1 × țesătură	T	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,40	0,40	0,45	0,50
	1 × înfășurare 1 × țesătură	ST	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,55	0,60	0,65	0,65
	2 × înfășurare 1 × țesătură	2ST	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,70	0,75	0,75
	2 × țesătură	2T	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,70	0,75	0,75
Hîrtie		H	Creșterea dimensiunilor conductorului este egală cu grosimea bilaterală a izolației plus o abatere a acesteia de ± (10...15)%												

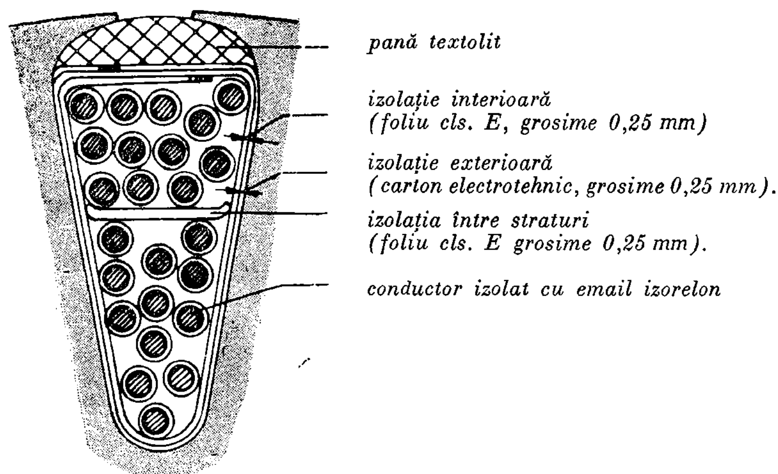
2.2. Ariile secțiunilor conductoarelor dreptunghiulare (în mm²) — benzi și bare — în funcție de dimensiunile în mm $a \times b$ ale cor

b \ a	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,50	1,56	1,68	1,81	1,95	2	2,1	2,26	2,44	2,5	2,63	2,83	3,05	3,28
2,1	—	—	—	—	—	—	1,72	1,89	2,06	2,23	2,42	2,63	2,84	—	3,06	3,32	3,59	—	—	3,92	—	—	—	—	—	—	—
2,26	—	—	—	—	—	—	1,88	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	—	3,32	3,59	3,83	—	—	—	4,63	—	—	—	—	—	—
2,44	—	—	—	—	—	—	2,03	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	—	3,60	3,89	4,21	4,55	—	4,64	—	5,37	—	—	—	—	
2,63	—	—	—	—	—	—	2,2	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34	3,60	—	3,80	4,21	4,55	4,92	—	5,04	5,46	5,94	—	6,44	—	—	—
2,83	—	—	—	—	—	—	2,38	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	—	4,20	4,54	4,91	5,31	—	5,46	5,92	6,43	—	—	7,53	—	—
3,05	—	—	—	—	—	—	—	2,84	3,08	3,33	3,6	3,91	4,21	—	4,55	4,91	5,31	5,74	—	5,93	6,41	6,96	—	7,54	8,15	8,72	—
3,28	—	—	—	—	—	—	—	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22	4,55	—	4,91	5,3	5,73	6,19	—	6,41	6,93	7,52	—	8,15	8,80	9,51	10,3
3,53	—	—	—	—	—	—	—	3,32	3,60	3,89	4,20	4,56	4,91	—	5,30	5,72	6,18	6,67	—	6,93	7,50	8,13	—	8,80	9,51	10,3	11,1
3,8	—	—	—	—	—	—	3,25	3,59	3,89	4,20	4,54	4,92	5,30	—	5,72	6,17	6,67	7,20	—	7,50	8,11	8,79	—	9,51	10,3	11,1	12,0
4,1	—	—	—	—	—	—	—	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33	5,74	—	6,19	6,68	7,21	7,79	—	8,13	8,79	9,52	—	10,3	11,1	12,0	13,0
4,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—
4,4	—	—	—	—	—	—	—	4,19	4,54	4,89	5,29	5,73	6,17	—	6,65	7,18	7,75	8,37	—	8,76	9,46	10,2	—	11,1	12,0	12,9	13,9
4,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		—	8,8	—	—	—	—	—	—	—	—
4,7	—	—	—	—	—	—	—	4,49	4,87	5,24	5,67	6,14	6,61	—	7,12	7,79	8,30	8,96	—	9,39	10,1	11,0	—	11,9	12,8	13,8	14,9
5,1	—	—	—	—	—	—	—	4,89	5,30	5,71	6,17	6,68	7,19	—	7,75	8,36	9,02	9,74	—	10,2	11,0	11,9	—	12,9	13,9	15,1	16,2
5,5	—	—	—	—	—	—	—	5,29	5,73	6,17	6,67	7,22	7,77	—	8,37	9,03	9,75	10,5	—	11,1	11,9	12,9	13,3	14,0	15,1	16,3	17,5
5,9	—	—	—	—	—	—		5,69	6,16	6,63	7,17	7,76	8,35	—	8,89	9,70	10,5	11,3	—	11,9	12,8	13,9	—	15,0	16,2	17,5	18,9
6,4	—	—	—	—	—	—	—	6,19	6,70	7,21	7,79	8,43	9,07	—	9,77	10,6	11,4	12,3	—	12,9	14,0	15,1	—	16,3	17,6	19,0	20,5
6,9	—	—	—	—	—	—	—	6,69	7,24	7,79	8,42	9,11	9,79	—	10,6	11,4	12,3	13,3	—	14,0	15,1	16,3	—	17,7	19,0	20,6	22,1
7,4	—	—	—	—	—	—	—	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78	10,5	—	11,3	12,6	13,3	14,2	—	15,0	16,2	17,6	—	19,0	20,4	22,1	23,6
8	2,4	3,2	4	4,8	5,6	6,4	7,2	7,79	8,43	9,07	9,79	10,6	11,4	—	12,3	13,2	14,4	15,4	—	16,3	17,6	19,0	—	20,5	22,1	23,9	25,7
8,6	—	—	4,3	5,16	6,02	6,88	7,74	8,39	9,08	9,77	10,6	11,4	12,3	—	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,6	18,9	20,5	—	22,1	23,8	25,7	27,7
9,3	—	—	4,65	5,58	6,51	7,44	8,37	9,08	9,83	10,58	11,4	12,4	13,3	—	14,3	15,4	16,6	17,9	—	19	20,5	22,2	—	24,0	25,8	27,9	30,0
10	3	4	5	6	7	8	9	9,78	10,6	11,4	12,3	13,3	14,3	14,8	15,4	16,6	17,9	19,3	19,8	20,5	22,1	23,9	24,5	25,8	27,8	30,0	32,3
10,8	—	—	5,4	6,48	7,56	8,64	9,72	10,6	11,4	12,2	—	14,4	15,5	—	16,6	17,9	19,3	20,9	—	22,2	23,9	25,9	—	27,9	30,1	32,4	34,9
11,6	—	—	5,80	6,96	8,12	9,28	10,4	11,4	12,3	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,9	19,3	20,8	22,4	—	23,9	25,7	27,8	—	30,0	32,3	34,9	37,5
12,5	3,75	5	6,25	7,5	8,75	10	11,3	12,3	13,3	14,2	15,3	16,5	17,9	18,5	19,4	20,8	22,4	24,2	24,8	25,8	27,8	30,0	30,3	32,4	34,9	37,6	40,5
13,5	—	—	6,75	8,1	9,45	10,8	12,2	13,3	14,3	15,4	16,5	17,8	19,1	—	20,8	22,5	24,2	26,1	—	27,9	30,0	32,4	—	35,0	37,7	40,7	43,8
14,5	—	—	—	—	—	—	—	14,3	15,4	16,5	17,9	19,2	20,6	—	22,1	24,2	26,1	28,0	—	30,0	32,3	34,9	—	37,6	40,5	43,7	47,1
15,6	—	—	—	—	—	—	—	15,4	16,6	17,8	19,2	20,7	22,2	—	23,8	25,6	28,0	30,2	—	32,3	34,8	37,6	—	40,5	43,7	47,1	50,7
16	4,8	6,4	8,0	9,6	11,2	12,8	14,4	—	—	—	—	—	—	23,5	—	—	—	—	39,5	—	—	—	—	—	—	—	—
18	5,4	7,2	9,0	10,8	12,6	14,4	16,2	17,8	19,2	20,6	22,2	23,9	25,7	—	27,6	29,6	31,9	34,3	—	37,3	40,2	43,4	—	46,8	50,4	54,4	58,5
20	6,0	8	10	12	14	16	18	—	—	—	—	—	—	29,5	—	—	—	—	39,1	—	—	—	49,5	57,4	—	—	—

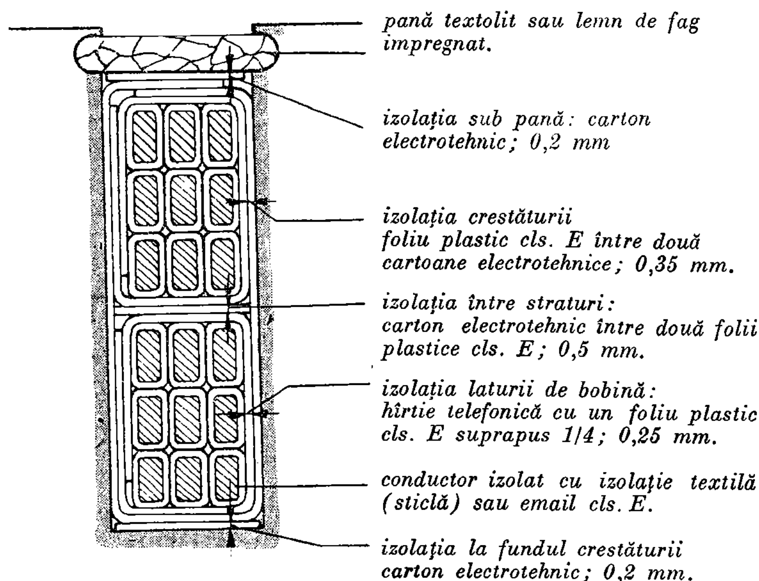
…or dreptunghiulare (în mm²) — benzi şi bare — în funcţie de dimensiunile în mm $a \times b$ ale conductorului (extras din STAS 2873—55)

1,50	1,56	1,68	1,81	1,95	2	2,1	2,26	2,44	2,5	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53	3,8	4,1	4,4	4,7	5,1	5,5	6	7	8	9	10	11	12,5	b
—	3,06	3,32	3,59	—	—	3,92	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,1
—	3,32	3,59	3,83	—	—	—	4,63	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,26
—	3,60	3,89	4,21	4,55	—	4,64	—	5,37	—	—	—	—		—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,44
—	3,80	4,21	4,55	4,92	—	5,04	5,46	5,94	—	6,44	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,63
—	4,20	4,54	4,91	5,31	—	5,46	5,92	6,43	—	—	7,53	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,83
—	4,55	4,91	5,31	5,74	—	5,93	6,41	6,96	—	7,54	8,15	8,72	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,05
—	4,91	5,3	5,73	6,19	—	6,41	6,93	7,52	—	8,15	8,80	9,51	10,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,28
—	5,30	5,72	6,18	6,67	—	6,93	7,50	8,13	—	8,80	9,51	10,3	11,1	12	—	—		—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,53
—	5,72	6,17	6,67	7,20	—	7,50	8,11	8,79	—	9,51	10,3	11,1	12,0	12,9	13,9	—		—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,8
—	6,19	6,68	7,21	7,79	—	8,13	8,79	9,52	—	10,3	11,1	12,0	13,0	14,0	15,1	15,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,1
—	—	—	—	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,2
—	6,65	7,18	7,75	8,37	—	8,76	9,46	10,2	—	11,1	12,0	12,9	13,9	15,0	16,2	17,1	18,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,4
—	—	—		—	8,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,5
—	7,12	7,79	8,30	8,96	—	9,39	10,1	11,0	—	11,9	12,8	13,8	14,9	16,1	17,4	18,4	—	21,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,7
—	7,75	8,36	9,02	9,74	—	10,2	11,0	11,9	—	12,9	13,9	15,1	16,2	17,5	18,9	20,0	21,5	—	25,1	—	—	—	—	—	—	—	—	5,1
—	8,37	9,03	9,75	10,5	—	11,1	11,9	12,9	13,3	14,0	15,1	16,3	17,5	18,9	20,4	21,7	23,3	25,0	27,2	—	—	—	—	—	—	—	—	5,5
—	8,89	9,70	10,5	11,3	—	11,9	12,8	13,9	—	15,0	16,2	17,5	18,9	20,3	21,9	23,3	25,9	26,8	29,2	—	34,5	—	—	—	—	—	—	5,9
—	9,77	10,6	11,4	12,3	—	12,9	14,0	15,1	—	16,3	17,6	19,0	20,5	22,1	23,8	25,3	27,3	29,2	31,7	34,3	37,5	—	—	—	—	—	—	6,4
—	10,6	11,4	12,3	13,3	—	14,0	15,1	16,3	—	17,7	19,0	20,6	22,1	23,1	25,7	27,4	29,5	31,5	34,3	37,1	40,5	47,4	—	—	—	—	—	6,9
—	11,3	12,6	13,3	14,2	—	15,0	16,2	17,6	—	19,0	20,4	22,1	23,6	25,6	27,6	29,4	31,7	33,9	36,8	39,8	43,5	50,9	—	—	—	—	—	7,4
—	12,3	13,2	14,4	15,4	—	16,3	17,6	19,0	—	20,5	22,1	23,9	25,7	27,7	29,9	31,9	34,3	36,7	39,9	43,1	47,1	55,1	63,1	—	—	—	—	8
—	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,6	18,9	20,5	—	22,1	23,8	25,7	27,7	29,9	32,2	34,4	36,9	39,5	43,0	46,4	50,7	59,3	68,9	—	—	—	—	8,6
—	14,3	15,4	16,6	17,9	—	19	20,5	22,2	—	24,0	25,8	27,9	30,0	32,3	34,8	37,2	40,0	42,8	46,5	50,3	54,9	64,2	73,5	82,8	—	—	—	9,3
14,8	15,4	16,6	17,9	19,3	19,8	20,5	22,1	23,9	24,5	25,8	27,8	30,0	32,3	34,8	37,5	40,1	43,1	46,1	50,1	54,1	59,1	69,1	79,1	89,1	99,1	—	—	10
—	16,6	17,9	19,3	20,9	—	22,2	23,9	25,9	—	27,9	30,1	32,4	34,9	37,6	40,5	43,4	46,6	49,9	54,2	58,5	63,9	74,7	85,5	96,3	—	—	—	10,8
—	17,9	19,3	20,8	22,4	—	23,9	25,7	27,8	—	30,0	32,3	34,9	37,5	40,5	43,6	46,7	50,1	53,6	58,3	62,9	68,7	80,4	91,9	103,5	—	—	—	11,6
18,5	19,4	20,8	22,4	24,2	24,8	25,8	27,8	30,0	30,3	32,4	34,9	37,6	40,5	43,6	47,0	50,4	54,1	57,9	62,9	67,9	74,1	86,6	99,1	111,6	124,1	136,6	155,4	12,5
—	20,8	22,5	24,2	26,1	—	27,9	30,0	32,4	—	35,0	37,7	40,7	43,8	47,2	50,8	54,5	58,5	62,6	68,0	73,4	80,1	93,6	107,1	120,6	—	—	—	13,5
—	22,1	24,2	26,1	28,0	—	30,0	32,3	34,9	—	37,6	40,5	43,7	47,1	50,6	54,6	58,6	62,9	67,3	74,1	78,9	86,1	100,6	115,1	129,6	—	—	—	14,5
—	23,8	25,6	28,0	30,2	—	32,3	34,8	37,6	—	40,5	43,7	47,1	50,7	54,6	58,8	63,1	67,6	72,4	78,7	84,9	92,7	108,3	123,9	139,5	156,1	—	—	15,6
23,5	—	—	—	—	39,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	95,1	—	127,1	—	—	—	—	16
—	27,6	29,6	31,9	34,3	—	37,3	40,2	43,4	—	46,8	50,4	54,4	58,5	63,0	67,9	72,9	78,3	83,7	90,9	98,1	107,1	125,1	143,1	—	—	—	—	18
29,5	—	—	—	—	39,1	—	—	—	49,5	57,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	119,1	—	159,1	—	—	—	—	20

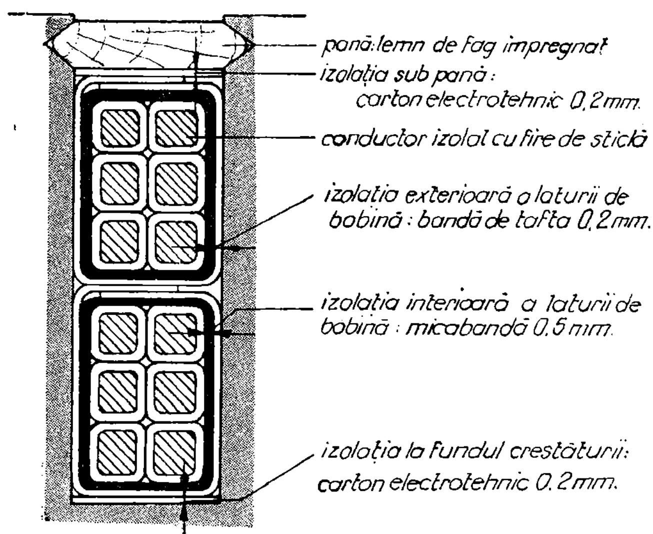
Anexa 4.



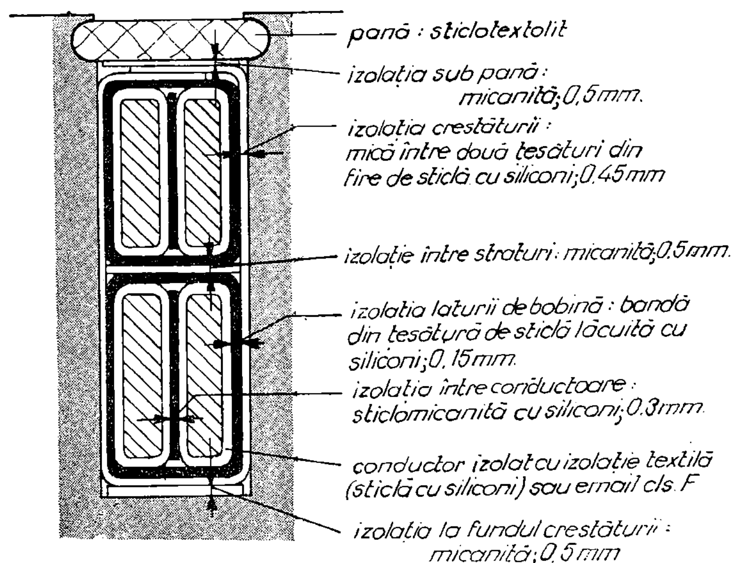
a. Schemă de izolație clasa E pentru tensiuni pînă la 500 V



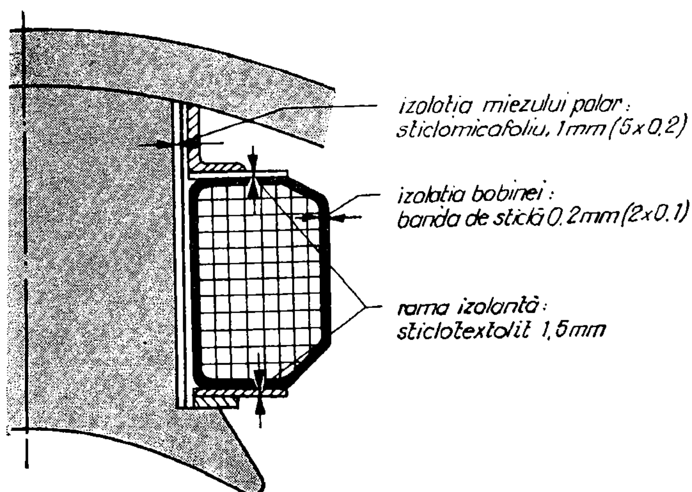
b. Schemă de izolație clasa E pentru tensiuni pînă la 550 V



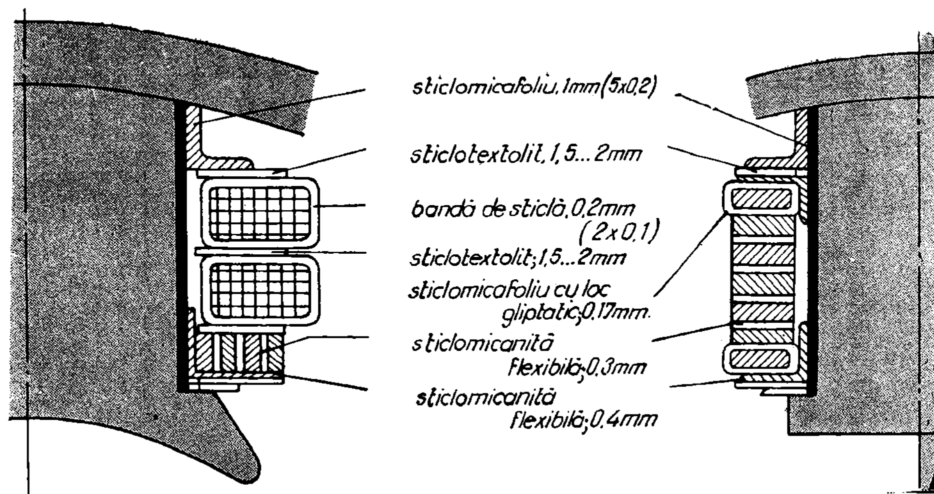
c. Schemă de izolație clasa B pentru tensiuni pînă la 500 V



d. Schemă de izolație clasa F pentru tensiuni pînă la 550 V



e. Schemă de izolație clasa B pentru înfășurarea de excitație a mașinilor mici și tensiuni pînă la 500 V



f. Schemă **de izolație** clasa B, pentru înfășurarea de excitație a mașinilor de puteri medii și tensiuni pînă la 600 V

Extras din STAS *440-62*; Transformatoarele de putere trifazate, în ulei. Caracteristici electrice. Puteri nominale aparente S, tensiunea nominală pe partea de înaltă tensiune U_i, pierderi în gol P_0, pierderi în scurtcircuit P_{sc}, tensiunea de scurtcircuit u_{sc}.

S kVA	U_i kV	$\frac{I_0}{I_n}$ 100		Înfășurări de Cu				Înfășurări de Al			
				P_0 kW		P_{sc} kW	u_{sc} %	P_0 kW		P_{sc} kW	u_{sc} %
		A*)	B**)	A*)	B**)			A*)	B**)		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
100	6	6,8	3,4	0,505	0,355	2,20	4	0,595	0,420	2,6	4
	15			0,580	0,404			0,685	0,480		
	35	7,2	3,6	0,650	0,455	2,55	6	0,770	0,540	3,0	6
160	6	6,3	3,2	0,680	0,475	3,25	4	0,800	0,560	3,8	4
	15			0,770	0,540			0,905	0,635		
	35	6,7	3,4	0,850	0,595	3,50	6	1,000	0,700	4,1	6
250	6	5,8	2,9	0,900	0,630	5,1	6	1,060	0,745	6,0	6
	15			0,975	0,680			1,145	0,805		
	35	6,2	3,1	1,150	0,805			1,345	0,945		
400	6	5,3	2,7	1,220	0,855	7,1	6	1,430	1,000	8,3	6
	15			1,320	0,925			1,555	1,090		
	35	5,6	2,8	1,550	1,090			1,820	1,280		
630	6	4,8	2,4	1,700	1,190	9,9	6	2,000	1,400	11,6	6
	15			1,850	1,300			2,165	1,520		
	35	5	2,5	2,130	1,490			2,500	1,750		
1 000	6	4,1	2,1	2,730	1,910	14,1	6	3,200	2,240	16,5	6
	15										
	35	4,3	2,2	3,040	2,130			3,570	2,500		
1 600	6	3,5	1,8	3,900	2,730	21,0	6	4,570	3,200	25,0	6
	15										
	35	3,7	1,9	4,380	3,060			5,000	3,500		
2 500	35	4	2	6,5	4,5	27	6	7,3	5,1	32	7

4 000	35	4	2	9,2	6,4	37	6	10,2	7,2	43,5	7
	(60)	4,5	2,3	11	7,7	40	8	12,3	8,7	47	9
6 300	35	4	2	12,7	8,5	52	7	14,2	9,9	61,5	8
	(60)			14,5	10,2	64	8	16,2	11,4	64	9
	110	4,5	2,3	17,0	11,9	61	10	19,0	13,3	72	11
10 000	35	3,5	1,8	18	12,6	72	7	20,0	14,0	85	8
	(60)			20	14,0	75	8	22,3	15,6	89	9
	110	4	2	23	16,1	84	10	25,7	18,0	99	11
16 000	35	3,5	1,8	25,6	17,9	104	8	28,5	20,0	123	9
	(60)			28,5	20,0	109	9	31,7	22,2	128	10
	110	4,2	2	32,5	22,7	115	10	36,3	25,5	136	11
25 000	35	3	1,5	35,5	25,0	144	8	39,5	27,7	170	9
	(60)			40	28,0	151	9	44,5	31,2	178	10
	110	3,5	1,8	46	32,2	158	10	51,5	36,0	186	11
40 000	(60)	2,5	1,3	58	40,5	207	9	65,0	45,5	245	10
	110	3	1,5	66	46,0	215	10	74,0	52,0	254	11
63 000	110	2,5	1,3	94	66,0	275	10	105,0	74,0	324	12

* Execuţiile A sînt cu tablă laminată la cald.
** Execuţiile B sînt cu tablă laminată la rece.

Extras din STAS *1764-63*; Motoare asincrone trifazate normale de la *0,6* la *100*kW și până la *500* V. Caracteristici electrice.
Puteri nominale P, randamentul η, factorul de putere $\cos\varphi$, capacitatea de supraîncărcare M_{max}/M_n, raportul dintre cuplul inițial de pornire și cuplul nominal M_p/M_n și raportul dintre curentul de pornire și curentul nominal I_p/I_n, pentru diferite turații sincrone n_1, pentru construcția închisă (î), respectiv protejată (p)

***a.* Motoare sincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit.**

P kW	Construcția	η pentru n_1 rot/min =				$\cos\varphi$ pentru rot/min =				M_{max}/M_n pentru n_1 =		M_p/M_n pentru n_1 =				I_p/I_n pentru n_1 =
		3 000	1 500	1 000	750	3 000	1 500	1 000	750	3 000 și 1 500	1 000 și 750	3 000	1 500	1 000	750	3 000...750
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
0,6	î	74	72			0,83	0,75			2,2		2	2			6,5
0,8	î	76	74	72		0,84	0,77	0,7		2,2	2	2	2	1,8		6,5
1,1	î	78	76	74	71,5	0,85	0,79	0,72	0,64	2,2	2	2	2	1,8	1,7	6,5
1,5	î	80	78,5	76	74	0,86	0,81	0,74	0,67	2,2	2	2	2	1,8	1,7	6,5
2,2	î	82	81	78	77	0,86	0,82	0,76	0,69	2,2	2	2	2	1,8	1,5	6,5
3	î	83,5	83	80	79	0,87	0,83	0,77	0,71	2,2	2	1,8	1,8	1,5	1,5	6,5
4	î	85	84	82	81	0,87	0,84	0,78	0,73	2,2	2	1,8	1,8	1,5	1,4	6,5
5,5	î	86	85,5	84	83	0,88	0,85	0,79	0,75	2,2	2	1,8	1,7	1,5	1,4	6,5
7,5	î	87	86,5	85,5	84,5	0,88	0,85	0,80	0,77	2,2	1,9	1,8	1,7	1,5	1,4	6,5
10	î	87,5	87,5	86,5	86	0,89	0,86	0,81	0,78	2,2	1,9	1,7	1,5	1,5	1,4	6,5
13	î	88	88,5	87,5	87,5	0,89	0,86	0,82	0,79	2,2	1,9	1,7	1,5	1,5	1,3	6,5
17	î	88,5	89	88,5	88,5	0,90	0,87	0,83	0,80	2,2	1,9	1,5	1,5	1,4	1,3	6,5
22	î	88,5	89,5	89,5	89,5	0,90	0,875	0,84	0,81	2,2	1,9	1,4	1,4	1,4	1,3	6,5
	p				87,5				0,81		1,8				1,2	6,5
30	î	89,5	90	90,5	90	0,905	0,88	0,85	0,82	2,2	1,9	1,4	1,4	1,4	1,3	6,5
	p			8,9	88,5			0,85	0,82		1,8			1,3	1,2	6,5
40	î	89,5	90,5	91	90,5	0,905	0,885	0,86	0,83	2,2	1,9	1,3	1,3	1,4	1,2	6,5
	p		8,95	89,5	89		0,88	0,855	0,83	2,2	1,8		1,2	1,3	1,2	6,5

55	î	90	91	91,5	91	0,91	0,89	0,865	0,84	2,2	1,9	1,3	1,3	1,3	1,2	6,5
	p	89,5	90	90	89,5	0,89	0,885	0,86	0,835	2,2	1,8	1,2	1,2	1,2	1,2	6,5
75	î	90,5	91,5	92	91,5	0,91	0,89	0,87	0,85	2,2	1,9	1,2	1,2	1,3	1,2	6,5
	p	90	90,5	90,5	90	0,90	0,89	0,865	0,84	2	1,8	1,2	1,2	1,2	1,1	6,5
100	î	91	92	92,5	92	0,915	0,895	0,875	0,855	2,2	1,8	1,2	1,2	1,2	1,2	7
	p	90,5	91	91	90,5	0,91	0,89	0,87	0,845	2	1,6	1,2	1,2	1,1	1,1	6,5

b. Motoare asincrone trifazate cu rotorul cu inele de contact.

P kW	Construcția	η pentru n_1 rot/min =			$\cos\varphi$ pentru n_1 rot/min =			M_m/M_n pentru n_1 =	
		1 500	1 000	750	1 500	1 000	750	1 500	1 000 și 750
5,5	î			80			0,72		1,8
7,5	î		82	81		0,77	0,735		1,8
10	î	84	83	82	0,825	0,78	0,75	2,2	1,8
13	î	85	84	83	0,835	0,79	0,76	2,2	1,8
17	î	86	85	86	0,845	0,805	0,78	2,2	1,8
22	î	87	87	88	0,85	0,82	0,80	2,2	1,8
	p			84,5			0,78		1,8
30	î	88,5	89	89	0,86	0,825	0,805	2,2	1,8
	p		86,5	85,5		0,82	0,79		1,8
40	î	90	90	89,5	0,865	0,83	0,810	2,2	1,8
	p	88	87,5	86,5	0,865	0,825	0,80	2,2	1,8
55	î	90,5	90,5	90	0,87	0,835	0,815	2,2	1,8
	p	89	88,5	87,5	0,87	0,83	0,81	2,2	1,8
75	î	91	91	90,2	0,875	0,84	0,82	2,2	1,8
	p	90	89,5	88,5	0,875	0,835	0,815	2,2	1,8
100	î	91,5	91,5	90,5	0,88	0,842	0,825	2,2	1,8
	p	90,5	90	89	0,88	0,84	0,82	2,2	1,8

Redactor responsabil : Ing. AMZESCU ANA
Tehnoredactor : ŢIMPĂU ANA

Dat la cules 14.04.1967. Bun de tipar 28.09.1967. Apărut 1967. Tiraj 3000+130 ex. leg. 1/2 pergamoid. Hîrtie scris tip I A, 80 g/m², 16/70×100. Coli editoriale 16,950. Coli de tipar 15,25. Planşe 5. Plan 2362. A. 5015/21.03.1967. C.Z. pentru bibliotecile mari 621.313(075.8). C.Z. pentru bibliotecile mici 621.3

Întreprinderea Poligrafică „13 Decembrie 1918"
Str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97, Bucureşti
Republica Socialistă România
Comanda nr. 309

